

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DETECTOR DO BATIMENTO CARDÍACO FETAL

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

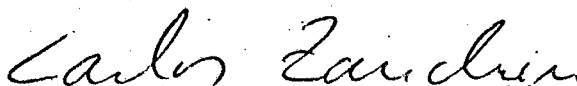
RUI SEARA

FLORIANÓPOLIS, FEVEREIRO - 1980

DETECTOR DO BATIMENTO CARDÍACO FETAL

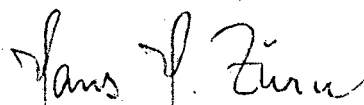
CANDIDATO: RUI SEARA

Esta dissertação foi julgada para obtenção do título - MESTRE EM ENGENHARIA - Especialidade Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Curso de Pós-Graduação.



Prof. Carlos Inácio Zanchin, MSc.

ORIENTADOR



Prof. Hans Helmut Zürn, PhD.

COORDENADOR DO CURSO

BANCA EXAMINADORA:

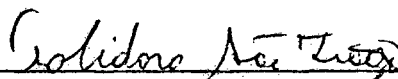


Prof. Carlos Inácio Zanchin, MSc.

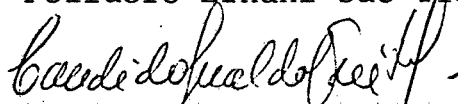
PRESIDENTE



Prof. Walter Calso de Lima, Liv. Doc.



Prof. Polidoro Ernani São Tiago Fº, MSc.



Prof. Candido Geraldo Freitas, MSc.

À minha esposa.

Ao meu filho - Junior.

À minha filha - Ana Carolina.

Aos meus pais e avos.

A G R A D E C I M E N T O S

À Universidade Federal de Santa Catarina e ao FINEP pelo apoio financeiro.

Ao Prof. Carlos Inácio Zanchin pela valiosa ajuda prestada na orientação deste trabalho.

A todos que colaboraram para tornar possível a realização deste trabalho, em particular ã:

Renato Carlson

Hans Helmut Zörn

Nazareno Amin

Fernando Seara Hickel

Sueli Seara Hickel

Targino Seara

Francisco Seara

Izabel Christine Seara

Antônio Duarte da Silva Fº

Ricardo Aristides de Souza

Irvando Luiz Speranzini

Iara Torquato Dutra

R E S U M O

Este trabalho descreve o estudo e a implementação de um Detector para o Batimento Cardíaco Fetal.

Projetou-se e construiu-se um equipamento para a ausculta fetal, a partir da 12^a semana de gestação, usando como filosofia a técnica de detecção por "Efeito Doppler".

Foi desenvolvida uma ponteira transdutora que utiliza como elementos transdutores cristais de zirconato/titanato de chumbo, com transmissão e recepção independentes.

A frequência de operação é de 2 MHz com um nível de emissão inferior a 15 mW/cm^2 .

O amplificador receptor possui ganho variável de 33 a 63 dB na etapa de RF; a detecção é feita em AM e a saída de áudio entrega 0,3 W em 8 ohms.

Facilidades adicionais incluem operação com bateria e saída analógica para registradores.

A B S T R A C T

This work describes the study and implementation of a detector of the fetal heart beat.

An equipment has been designed and built for fetal auscultation from the 12th week of pregnancy, by means of the Doppler Effect detection.

A transducer probe has been developed which uses crystals of lead zirconate/titanate as transducers, with independent transmission and reception.

The operational frequency is 2 MHz with an emission level less than 15 mW/cm².

The receiver amplifier has a variable gain from 33 to 63 dB at the RF stage, the detection is made in AM, while the audio output is 0,3 W at 8 ohms.

Additional features include battery operation and analog output for recorders.

S U M Á R I O

<u>CAPÍTULO 1</u> - INTRODUÇÃO	1
<u>CAPÍTULO 2</u> - ASPECTOS GERAIS	7
2.1 - Introdução	7
2.2 - Filosofia Básica de Operação	7
2.3 - Descrição dos Blocos	8
<u>CAPÍTULO 2</u> - ENCAMINHAMENTO DA ENERGIA ULTRA-SÔNICA	11
3.1 - Introdução	11
3.2 - Princípios Físicos Básicos	11
3.3 - Efeito "Doppler"	13
3.4 - Descrição Fasorial do Sinal "Doppler" Recebido	14
3.5 - Determinação do Ganho de Potência	16
3.5.1 - Determinação de G_{p_1}	16
3.5.1.a - Definições	16
3.5.1.b - Determinação	17
3.5.2 - Determinação de G_{p_2}	19
3.5.3 - Determinação da Frequência Ótima de Emissão ..	22
<u>CAPÍTULO 4</u> - TRANSDUTORES	25
4.1 - Introdução	25
4.2 - Transdutores Piezelétricos	26
4.3 - Propriedades Piezelétricas	28

4.4 - Determinação da Potência de Som do Transdutor como Transmissor	31
4.5 - Sintonia Elétrica do Transdutor	32
4.6 - Modelo do Transdutor Piezelétrico como Receptor	33
4.7 - Ponteira Transdutora	34
4.8 - Projeto da Ponteira Transdutora ;.....	36
<u>CAPÍTULO 5</u> - AMPLIFICADOR SINTONIZADO	40
5.1 - Introdução	40
5.2 - Técnica de Estabilidade por Descasamento	42
5.2.1 - Fator de Estabilidade	47
5.3 - Determinação da Faixa Passante de um Amplificador con- tendo "n" Estruturas Simples Sintonizadas Sincronamen- te	48
5.4 - Técnica para Determinação do Número Mínimo de Estágios de Etapas Transistorizadas	54
<u>CAPÍTULO 6</u> - CONTROLE AUTOMÁTICO DE GANHO	57
6.1 - Introdução	57
6.2 - Controle Reverso de Ganho	57
6.3 - Controle Direto de Ganho	58
<u>CAPÍTULO 7</u> - DESMODULADOR	60
7.1 - Introdução	60
7.2 - Desmodulador de Amplitude	60
7.2.1 - Detecção Síncrona	61

7.2.2 - Detecção pelo Valor Médio 64

7.2.3 - Detecção pelo Valor de Pico 67

CAPÍTULO 8 - FILTRO 69

CAPÍTULO 9 - PROJETO DO EQUIPAMENTO 71

9.1 - Introdução 71

9.2 - Determinação das Especificações do Projeto do Amplificador Sintonizado 72

9.2.1 - Determinação do Ganho de Potência do Amplificador Sintonizado e da Faixa de Atuação do C.A.G. 72

9.2.2 - Determinação Numérica do Ganho de Potência do Amplificador Sintonizado 76

9.2.3 - Determinação da Banda Passante do Amplificador Sintonizado 78

9.2.4 - Determinação do Número de Estágios 79

9.2.5 - Resumo das Especificações do Projeto do Amplificador Sintonizado 81

9.3 - Primeira Etapa 82

9.3.1 - Projeto do Detector 83

9.3.2 - Cálculo Preliminar do Amplificador Sintonizado 87

9.3.3 - Projeto do 2º Estágio do Amplificador Sintonizado 93

9.3.4 - Cálculo do Acoplamento entre o 2º Estágio e o Detector 94

9.3.5 - Cálculo do Ganho de Potência entre o 2º Estágio e o Detector	99
9.3.6 - Cálculo dos Ganhos de Potência no 1º e 2º Estágios	99
9.3.7 - Cálculo do C.A.G. no 1º Estágio	100
9.3.8 - Determinação de R_{a1} e R_{b1}	102
9.3.9 - Cálculo do Capacitor (C_A) do Filtro	104
9.3.10- Cálculo do Acoplamento entre o 1º Estágio e o 2º Estágio	105
9.3.11- Projeto do 1º Estágio do Amplificador Sintoni- zado	108
9.3.12- Cálculo de R_{C1}	111
9.3.13- Cálculo do Fator de Estabilidade do 2º Estágio	111
9.3.14- Acoplamento entre o Transdutor e o 1º Estágio	112
9.3.15- Cálculo do Fator de Estabilidade do 1º Estágio	114
9.4 - <u>Segunda Etapa</u> - Filtro	119
9.4.1 - Cálculo da Ordem do Filtro	119
9.4.2 - Projeto do Filtro	124
9.5 - <u>Terceira Etapa</u> - Amplificador de Áudio	132
9.5.1 - Valores Utilizados	134
9.6 - <u>Quarta Etapa</u> - Oscilador	135
9.6.1 - Cálculo da Tensão de Saída do Oscilador	137
9.6.2 - Cálculo do Transformador	139
9.6.3 - Cálculo do Capacitor para o Circuito de Sinto- nia do Oscilador	140

9.6.4 - Circuito Completo do Oscilador	140
<hr/>	
<u>CAPÍTULO 10</u> - RESULTADOS	143
<u>1^a Parte</u> - Verificação do Projeto no Laborató rio	143
<u>2^a Parte</u> - Apresentação dos Resultados Obti dos nas Principais Etapas do Equi pamento Quando Testado Sob Condi ções Normais e Reais	147
<u>CAPÍTULO 11</u> - DISCUSSÃO E CONCLUSÕES	151
<u>APÊNDICE - 1</u> - CÁLCULO DO DESVIO "DOPPLER" DEVIDO AO MOVI MENTO DE UMA PARTÍCULA DENTRO DE UM INFI NITO CAMPO DE SOM	159
<u>APÊNDICE - 2</u> - CÁLCULO FASORIAL DO SINAL "DOPPLER" RECEBIDO	164
<u>APÊNDICE - 3</u> - DIVISOR CAPACITIVO	167
<u>APÊNDICE - 4</u> - DETERMINAÇÃO DO PONTO DE OPERAÇÃO DO 2º ESTÁ GIO PARA ENTREGAR UMA DETERMINADA POTÊNCIA À ENTRADA DO DETECTOR	171
<u>APÊNDICE - 5</u> - CÁLCULO DOS PARÂMETROS "Y" DO TRANSISTOR BF 494 PARA O PONTO DE OPERAÇÃO DE $V_{CE} = 5V$, $I_C = 5mA$ E FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO (f_0) = 2MHz	176

<u>APÊNDICE - 6</u> - CÁLCULO DO CAPACITOR DE ENTRADA DO CIRCUITO DO DETECTOR	180
<u>APÊNDICE - 7</u> - ESPECIFICAÇÕES DO TRANSDUTOR USADO	182
<u>APÊNDICE - 8</u> - EQUACIONAMENTO PARA O C.A.G. DO 1º ESTÁGIO	185
<u>APÊNDICE - 9</u> - DETERMINAÇÃO DA TENSÃO DE COMANDO DO C.A.G. EM FUNÇÃO DO NÍVEL DA PORTADORA, E CÁLCULO DO FILTRO	188
<u>APÊNDICE - 10</u> - EQUIPAMENTOS UTILIZADOS NA VERIFICAÇÃO DO PROJETO NO LABORATÓRIO	192
<u>APÊNDICE - 11</u> - PLACAS DE FIAÇÃO IMPRESSA	194
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	197

C A P Í T U L O 1

I N T R O D U Ç Ã O

As primeiras pesquisas com o uso do ultra-som em seres vivos foram feitas na década de 20, conforme citam Kenneth R. Erikson, Francis J. Fry, Joie P. Jones [1]. Foi a descoberta do efeito piezelétrico e sua utilização na construção de fontes de vibração mecânica de alta frequência, acopladas a geradores eletrônicos, que forneceram as bases para este trabalho.

Após a década de 20 até 1970, o ultra-som teve um período de evolução muito lento. Porém, na década de 70 houve uma divulgação ampla do uso de ultra-som e do desenvolvimento de novas técnicas.

A principal característica do ultra-som é a sua capacidade de distinguir interfaces entre tecidos diferentes, e a vantagem de seu uso para diagnóstico é o seu caráter "não invasivo" comparado com os Raios X e Isótopos Radiativos, ambos comprovadamente invasivos.

Um dos problemas na utilização do ultra-som que mais retardou seu desenvolvimento reside, efetivamente, nas informações presentes no diagnóstico que são um tanto estranhas para um radiologista ou especialista em Medicina Nuclear, contudo, todas as informações contidas no diagnóstico são, medicamente, de extrema importância.

Com o atual desenvolvimento de pesquisas em torno do ultra-som em aplicações médicas, houve a necessidade da criação

ção de programas formais de instrução e treinamento, o que no passado era inexistente. Também, já se nota um grande crescimento nas pesquisas desta excitante e gratificante área de ciências aplicada à Engenharia, todavia, muitos problemas fundamentais ainda são insolúveis e existe a necessidade real de melhorar a instrumentação disponível.

Ainda como decorrência do crescimento desta área, houve a necessidade da criação de nova área de pesquisa denominada "Engenharia Biomédica", que no momento já retém razoável número de pesquisadores.

Hoje, as principais áreas médicas de atuação para o uso do ultra-som são: Cardiologia, Obstetrícia e Ginecologia.

Este trabalho, atualmente, tem uma maior e mais formal colaboração entre a Medicina, a Ciência Física e a Engenharia. Esta interação tem como consequência um grande avanço das técnicas de ultra-som em Medicina e também na tecnologia médica em geral.

No presente, já se verifica a utilização de uma razoável diversificação de instrumentos, com a aplicação de determinadas técnicas para diagnóstico com o ultra-som.

As principais técnicas usadas na maior parte dos instrumentos são as seguintes: a apresentação em uma tela (osciloscópio) das diversas amplitudes dos ecos recebidos, provenientes da reflexão nas várias interfaces, devido à emissão de um pulso de energia ultra-sônica. Esta técnica é denominada Modo A. Uma segunda técnica é a apresentação em forma de mapa onde a intensidade de cada ponto é dada em função dos ecos recebidos, e a posição desses pontos é relacionada com a posição do transdutor. É usual, ainda, estabelecer determinado nível para as amplitudes dos ecos, de modo

que estas só contribuam para formação do mapa quando ultrapassarem este nível. Esta técnica denomina-se Varredura de Modo B (B-scan). Uma terceira técnica é a formação da imagem em uma tela, cujo eixo horizontal é determinado por uma base de tempo lenta, e o vertical, pela interação entre uma base de tempo rápida e os ecos, devido à reflexão nas várias interfaces, correspondendo, assim, à distância entre o transdutor e a interface. Tal técnica é denominada Modo M. Ainda, outra técnica denominada Ultra-som "Doppler" é hoje largamente usada. Um instrumento de onda contínua "Doppler" é a ferramenta mais comum para diagnóstico com o ultra-som. Esta técnica explora o desvio de frequência provocado pelas variações das velocidades das partículas e estruturas refletoras da energia ultrassônica emitida. Estes desvios de frequência, localizados usualmente na faixa audível, fornecem informações valiosas para diagnóstico pela escuta ou por registro. A razão da diversificação de instrumentos que são baseados na técnica "Doppler" é a sua simplicidade e baixo custo. No entanto, o maior problema com os sistemas de ondas "Doppler" contínua é que a frequência recebida varia para cada refletor em movimento. O sinal refletido contém informações de muitas estruturas, visto que todos os tecidos do corpo, especialmente aqueles perto de grandes artérias ou coração, estão em contínuo movimento. Além disso, tendo em vista que cada estrutura está em movimento com várias velocidades e direções diferentes, a frequência variável do sinal refletido será muito complexa. Por esta razão é essencial focar uma pequena região e limitar os sinais "Doppler" recebidos para determinada amplitude e/ou faixa de frequência. Deve-se, portanto, usar um arranjo dos transdutores formando feixes altamente direcionais e ainda utilizar filtros selecionadores da faixa de frequência e/ou discriminadores de

amplitude.

Este trabalho propõe-se a realizar o estudo da técnica "Doppler" com emissão contínua e sua aplicação à implementação de um equipamento para ausculta fetal.

Um protótipo de laboratório será construído, e no trabalho constarão todos os detalhes para reprodução futura de outras unidades. No trabalho também serão apresentadas todas as verificações de projeto, como também, resultados mostrando o desempenho das principais etapas do equipamento quando testado, sob condições normais, em uma gestante.

Partindo de um cristal de zirconato/titanato de chumbo de fabricação nacional, projetou-se o instrumento para obter os melhores resultados em termos de sinais recebidos, procurando, também, produzir um equipamento portátil de custo não muito elevado e cujos componentes sejam facilmente encontráveis no mercado brasileiro. Dado que o detector de batimento cardíaco fetal está para o obstetra assim como o estetoscópio está para o clínico geral, é incompreensível que as unidades atualmente disponíveis tenham esquemas adaptados de similares importados, desempenho sofrível, segundo opinião de usuários, e preço extremamente elevado.

Cronologicamente, após as pesquisas teóricas, o trabalho iniciou-se pelo projeto e desenvolvimento da ponteira que aloja os transdutores, visando direcionar o feixe ultra-sônico para a região de interesse. Estudos da propagação do ultra-som em tecidos vivos foram realizados, e com eles foi possível estimar-se a perda de potência, entre a transmissão e a recepção, devido às atenuações causadas por absorção e reflexão nas diversas camadas atravessadas pelo ultra-som. Em paralelo, estudo do cristal pieze

lêtrico foi feito para possibilitar a previsão da conversão de energia elétrica, pelo transdutor transmissor, em energia mecânica responsável pela excitação dos tecidos, e também da energia mecânica incidente, no transdutor receptor, em energia elétrica, que constituirá o sinal processado. A frequência central, empregada no transmissor (2 MHz), e os altos ganhos necessários forçam a existência de um amplificador de RF sintonizado para ampliação do sinal recebido. Uma técnica de projeto de amplificadores sintonizados com sintonia simples e síncrona, foi desenvolvida para atender às restrições impostas pelo problema. Um detector com ganho e com características excelentes de fidelidade, que utiliza a técnica do valor médio, foi estudado e desenvolvido. O sinal desmodulado deve sofrer filtragem para eliminar, do espectro, frequências não audíveis de amplitudes elevadas. Estudo entre as amplitudes relativas dos sinais foi estabelecido e um filtro adequado foi projetado. O sinal audível da saída do filtro foi injetado num amplificador de audiofrequência convencional. Para excitação do transdutor transmissor foi projetado um oscilador classe "C" com amplitude de oscilação ajustável.

Recentemente, a literatura especializada tem citado a possibilidade e construção de equipamentos que utilizam combinações das técnicas inicialmente descritas. Em "Introduction to Bio medical Electronics" [2] é citada a "Varredura Doppler de Modo B" que consiste basicamente da Varredura de Modo B supra citada, incluindo uma modificação no sistema de controle da intensificação do ponto luminoso na tela. Em lugar de intensificar o brilho em função do nível de sinal recebido, a intensificação é proporcional ao desvio "Doppler" da frequência do eco. O mapa formado tem características semelhantes ao obtido com a Varredura de Modo B, porém,

contendo informações distintas. Outros tipos de combinações análogas podem ser imaginados.

Modernamente, as pesquisas estão voltadas para o desenvolvimento de equipamentos que utilizam técnicas de formação de imagem acústica, com o uso da holografia, em sistemas acoplados a computador e técnica de "Doppler" pulsado [1], [2], [3], [4].

CAPÍTULO 2

ASPECTOS GERAIS

2.1. INTRODUÇÃO:

Neste capítulo será descrita inicialmente a filosofia básica empregada para a realização do equipamento que vai ser projetado. Filosofia esta que justificará a realização de um diagrama de bloco, que será posteriormente apresentado e descrito. A descrição será a nível dos blocos, envolvendo a função de cada um dentro do contexto geral, e as conexões entre os mesmos.

2.2 FILOSOFIA BÁSICA DE OPERAÇÃO:

Das técnicas possíveis para a construção do Detector de Batimento Cardíaco Fetal usou-se a técnica de ultra-som "Doppler" com emissão contínua, devido, principalmente ao baixo custo.

A filosofia usada foi a de enviar ao alvo em estudo (coração fetal) um feixe ultra-sônico com frequência fixa e captar parte desta energia, refletida e espalhada, por meio de um receptor ultra-sônico. Assim usou-se para isso, dois transdutores ultra-sônicos: um como transmissor e outro como receptor, e toda geração de sinal e seus respectivos tratamentos serão realizados eletronicamente. Devido a natureza débil do sinal captado pelo transdutor receptor é necessário, inicialmente, aumentar a potência des

te sinal. O sinal recebido e inicialmente amplificado é um sinal ' composto, isto é, contém informações "Doppler" e outras não importantes, desta forma é necessário separar deste pacote de informações o sinal que realmente é de interesse.

Como o objetivo é a ausculta fetal, nem todo espectro de frequência "Doppler" detectado será de interesse, portanto, deve-se providenciar uma filtragem destacando a faixa de frequência desejada. Tendo-se o sinal desejado restará somente amplificá-lo e, posteriormente, entregar este sinal "Doppler" (de interesse) a um transdutor eletro-acústico (alto-falante) que tornará o sinal "Doppler" audível. Esta informação audível será o elemento para diagnóstico.

Para a implementação de tal equipamento propõe-se o seguinte diagrama de bloco, o qual foi obtido da filosofia de operação descrita anteriormente.

2.3. DESCRIÇÃO DOS BLOCOS:

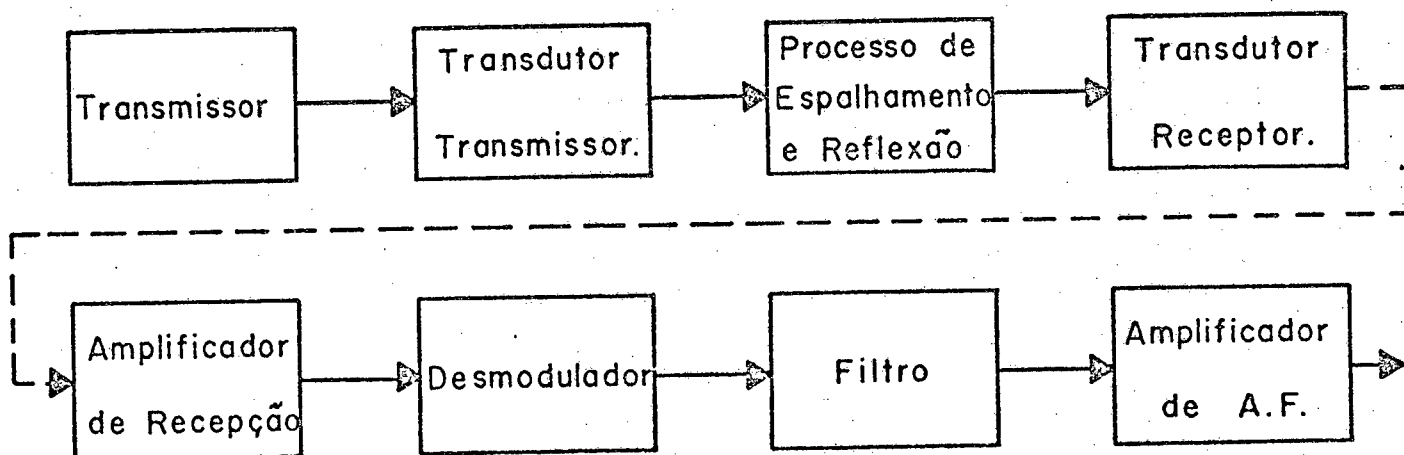


Fig. 2.1 - Diagrama de bloco do sistema "Doppler".

O diagrama de bloco do sistema "Doppler" a ser usado está representado na Fig. 2.1. A seguir, será descrito resumidamente como é composto cada bloco.

TRANSMISSOR:

É composto de um oscilador que fornece tensão elétrica em forma de onda sinusoidal, de uma dada frequência e amplitude, para satisfazer às condições requeridas pelo transdutor-transmissor e para segurança ao usuário.

TRANSDUTOR - TRANSMISSOR:

É composto de um transdutor eletromecânico o qual se encarrega de transformar a energia elétrica, entregue pelo oscilador, em ondas de ultra-som (ondas mecânicas), e enviá-las ao alvo que se deseja estudar.

PROCESSO DE ESPALHAMENTO E REFLEXÃO:

É o bloco que estuda o encaminhamento da energia ultrassônica entregue pelo transdutor-transmissor, passando pelo alvo em estudo e levando as informações desejadas ao bloco seguinte. Este é o bloco principal, pois dele é que se derivam todas as informações para as especificações de implementação dos demais blocos.

TRANSDUTOR - RECEPTOR:

É composto de um transdutor eletromecânico que é responsável em captar parte da energia ultrassônica, espalhada e refletida, e transformar essa energia em um sinal elétrico.

AMPLIFICADOR DE RECEPÇÃO:

É um amplificador eletrônico responsável pelo aumen

to da potência do sinal elétrico entregue pelo transdutor-receptor.

DESMODULADOR:

É o bloco responsável em separar, do sinal de saída do amplificador de recepção, o sinal que realmente interessa.

FILTRO:

O filtro é o elemento que seleciona a faixa de frequência, a qual contém as informações para serem analisadas.

AMPLIFICADOR DE ÁUDIO:

É o bloco responsável pelo aumento da potência do sinal elétrico de interesse, e tornar este sinal audível por meio de um transdutor eletro-acústico.

CAPÍTULO 3.

ENCAMINHAMENTO DA ENERGIAULTRA - SÔNICA

3.1. INTRODUÇÃO:

Neste capítulo será tratado o processo de espalhamento e reflexão da energia ultra-sônica dentro do corpo em estudo, a fim de conseguir-se subsídios necessários para as especificações dos blocos que compõem o equipamento.

Inicialmente, deve-se conhecer os principais fenômenos físicos que estão envolvidos no método a ser empregado. Posteriormente, serão determinadas as equações matemáticas dos ganhos de potência das reflexões e espalhamentos, que sofre a energia ultra-sônica transmitida, desde a sua emissão até a sua recepção; e finalmente, será determinada a frequência ótima de emissão.

3.2. PRINCÍPIOS FÍSICOS BÁSICOS:

Os detectores "Doppler" dependem da interação da energia (sônica) incidente com uma fronteira em movimento.

Quando uma onda plana encontra uma fronteira entre dois meios diferentes, ela pode ser parcialmente refletida. Como na ótica se aplica a Lei da Reflexão Geométrica, e os ângulos de in

cidência e reflexão são iguais, tem-se:

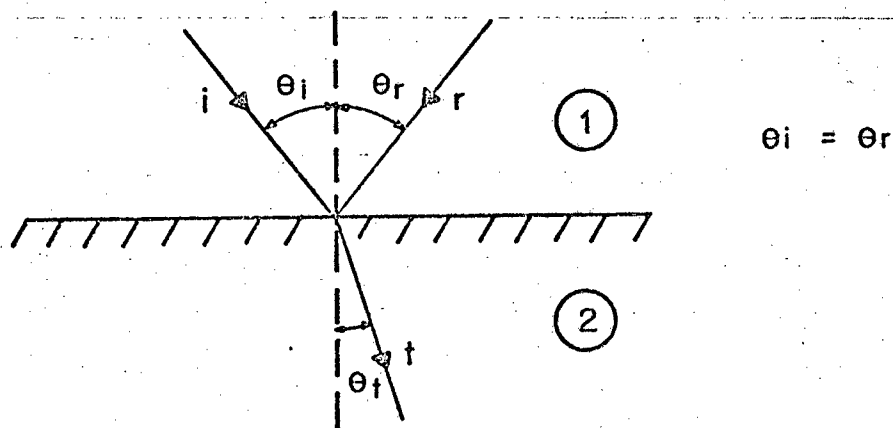


Fig.3.1 - Direção das ondas incidente, refletida e transmitida em uma superfície plana.

onde: θ_i é o ângulo entre a normal aos dois meios e o feixe incidente; θ_r é o ângulo entre a normal e o feixe refletido e θ_t é o ângulo entre a normal e o feixe transmitido. ① e ② são dois meios diferentes; i, r, t são os feixes: incidente, refletido e transmitido respectivamente.

Contudo, se o obstáculo no campo ultra-sônico tem dimensões, as quais são menores ou comparáveis com o comprimento de onda do ultra-som, ocorrerá Difração [5]. Em caso de obstáculos com dimensões muito pequenas, comparadas com o comprimento da onda ultra-sônica, a intensidade da onda que retorna, na direção da fonte, será diretamente proporcional à quarta potência da frequência ultra-sônica emitida (Rayleigh, 1878) [5].

Primitivo trabalho de Reid mostra que as principais fontes de espalhamento de ultra-som, em aplicações biológicas, são as células vermelhas do sangue [3].

3.3. EFEITO "DOPPLER":

Para o entendimento do fenômeno físico, pode construir-se um quadro, razoavelmente completo, do efeito "Doppler" produzido por um espalhador único. O desvio "Doppler" de frequência, associado a um espalhamento em uma interface, ou em uma célula única em movimento, pode ser determinado sobre certas condições. Por exemplo: considerar um espalhador único, dentro de um vaso de sangue, movendo-se com uma velocidade "V" através de um campo de som infinito. O campo de som é gerado por um transdutor que contém elementos de transmissão, como também o de recepção. Admite-se também que a direção do feixe transmissor e receptor forma o mesmo ângulo com a direção do deslocamento do espalhador.

Portanto, do apêndice 1, tem-se:

$$\Delta f_d = \frac{2 f_o}{c} \cdot v_p \cdot \cos \theta \quad (3.1)$$

onde: Δf_d é o desvio de frequência "Doppler"; f_o é a frequência emitida; c é a velocidade do som no meio; v_p é a velocidade do espalhador; θ é o ângulo entre as direções do feixe transmissor e receptor com a direção do deslocamento do espalhador.

Infelizmente, esta descrição só fornece um conceito básico. Dentro de um vaso sanguíneo, ou coração, existem inúmeras partículas (espalhadores) movendo-se com várias velocidades e direções diferentes.

3.4. DESCRIÇÃO FASORIAL DO SINAL "DOPPLER" RECEBIDO:

Uma técnica fácil para determinar o sinal "Doppler" recebido, é sua descrição pelo uso da notação fasorial, o que ajuda no entendimento do relacionamento entre as várias componentes do sinal recebido, com respeito às suas amplitudes e formas de modulação. Ela também ajuda em relação à escolha do tipo de detecção de sinal, o qual pode ser usado para obter a informação "Doppler".

No caso atual, "Doppler" de onda contínua, a análise torna-se simples com o uso da notação fasorial. Esta técnica consiste em usar dois transdutores separados, um atuando como transmissor, e outro como receptor.

O transmissor emite uma energia ultra-sônica ao alvo a ser analisado. Há duas componentes principais, as quais são detectadas pelo transdutor-receptor:

- a) ϕ_1 é o sinal resultante devido às reflexões em fronteiras estáticas;
- b) ϕ_2 é o sinal resultante devido às reflexões em fronteiras dinâmicas.

Estes sinais são captados pelo transdutor receptor e somados, para, formar um sinal composto de entrada igual a: ϕ_R .

Do apêndice 2, tem-se:

$$\phi_R = \phi_1 + \phi_2 \quad (3.2)$$

$$\phi_R = (A^2 + B^2 + 2AB \cos \alpha)^{1/2} \cdot \cos \left[\omega_0 t + \arcsin \left(\frac{B}{A_R} \sin \alpha \right) \right] \quad (3.3)$$

onde: ϕ_R é o sinal resultante recebido; A é a amplitude de ϕ_1 ;
 B é a amplitude de ϕ_2 ; α é a diferença de fase entre ϕ_1 e ϕ_2 ;
 A_R é o módulo de ϕ_R ; ω_0 é a frequência angular emitida.

Analisando a equação (3.3), vê-se que o sinal composto recebido contém uma modulação de amplitude e uma modulação de fase. Ambas, fase e amplitude, são função do desvio "Doppler", pois:

$$\alpha = 2\pi \cdot \Delta f_d \cdot t \quad (3.4)$$

Em um dispositivo típico "Doppler" [3], o sinal ϕ_2 estará cerca de 40 a 50 dB abaixo de ϕ_1 , dando uma modulação em amplitude na ordem de 1%. A correspondente amplitude de modulação de fase para esta relação de sinal será de $0,57^\circ$ para a frequência portadora, f_0 .

Se "A" for muito maior do que "B" pode-se escrever (3.3) da seguinte maneira:

$$\phi_R \cong (A + B \cdot \cos 2\pi \cdot \Delta f_d \cdot t) \cdot \cos \left[\omega_0 t + \frac{B}{A} \sin 2\pi \cdot \Delta f_d \cdot t \right] \quad (3.5)$$

Desta forma, constata-se que a frequência da modulante de amplitude do sinal recebido, e a fase deste mesmo sinal variam proporcionalmente com o desvio "Doppler".

3.5. DETERMINAÇÃO DO GANHO DE POTÊNCIA:

Para a determinação do ganho de potência pode-se, inicialmente, separar a potência recebida em duas parcelas denominadas P_1 e P_2 , onde P_1 está associado a ϕ_1 e P_2 , conseqüentemente a ϕ_2 , sendo portanto, P_1 e P_2 as potências recebidas devido às reflexões em fronteiras estática e dinâmica respectivamente.

Se considerar-se P_0 a potência emitida, pode-se definir G_{p1} e G_{p2} :

$$G_{p1} \triangleq \frac{P_1}{P_0} \quad (3.6)$$

$$G_{p2} \triangleq \frac{P_2}{P_0} \quad (3.7)$$

3.5.1. DETERMINAÇÃO DE G_{p1} :

Para a determinação de G_{p1} abordam-se inicialmente algumas definições importantes.

3.5.1.a. DEFINIÇÕES

a) Impedância característica de um meio:

$$z \triangleq \rho_d \cdot C \quad (3.8)$$

onde: ρ_d é a densidade do meio; C é a velocidade do som neste meio.

b) Impedância de radiação de um corpo:

$$Z_R \triangleq Z \cdot S \quad (3.9)$$

onde: S é a área do corpo.

c) Potência entregue por uma onda de pressão "p" numa área "S" de um meio de impedância característica "Z".

$$P \triangleq p^2 \frac{S}{Z} \quad (3.10)$$

d) Relação entre as intensidades - refletida e incidente - de uma onda de som ao atravessar dois meios diferentes:

$$\frac{I_r}{I_o} \triangleq \alpha_r \quad (3.11)$$

onde: α_r é o coeficiente de intensidade de reflexão.

3.5.1.b. DETERMINAÇÃO:

Seja determinar a potência recebida P_1 num transdutor receptor, de área S, proveniente da reflexão em diversas fronteiras de uma potência incidente P_o emitida por um transmissor situado no mesmo ponto do receptor. Sendo a pressão a razão entre a força e a área, e sendo a área constante para todas as reflexões, o problema resume-se em determinar a resultante de todas as forças exercidas pelas diferentes ondas de pressão provenientes das diversas reflexões. A potência recebida será considerada como potência média desenvolvida pela resultante das forças provenientes das di

versas ondas de pressão. Deste modo, pode-se escrever:

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{\bar{F}^2}{Z \cdot S} dt = \frac{1}{Z_R \cdot T} \int_0^T \left(\sum_{j=1}^n F_j \right)^2 dt \quad (3.12)$$

onde: T é o tempo de cálculo da média; F_j é a força exercida pela onda de pressão refletida na j-ésima fronteira.

As restrições utilizadas para a obtenção da equação (3.12) são as seguintes:

- a) Fronteiras refletoras paralelas entre si, e paralelas em relação à frente do transdutor;
- b) Fronteiras refletoras absolutamente lisas;
- c) θ_{i1} (ângulo da 1ª incidência) muito pequeno;
- d) $C_1 \cong C_2 \cong C_3 \cong \dots \cong C_n$ (velocidades do som nos vários meios de valores bem próximos);
- e) $Z_1 \cong Z_2 \cong Z_3 \cong \dots \cong Z_n$ (impedância característica das várias camadas de valores bem próximos)

Como fica muito difícil determinar $\sum_{j=1}^n F_j$, pois F é de natureza vetorial, achou-se por bem fazer uma simplificação que é perfeitamente admissível, isto é: que o $\sum_{j=1}^n F_j$ seja dominado apenas por uma força. Portanto:

$$\sum_{j=1}^n F_j \cong F_k \quad (3.13)$$

onde: F_k é a força incidente no receptor devido à refletividade

da fronteira dominante k.

Portanto:

$$P_1 \cong \frac{1}{Z_R \cdot T} \int_0^T F_k^2 \cdot dt \quad (3.14)$$

Desta forma pode-se dizer que a parcela preponderante da potência recebida é devido à reflexão na k-ésima fronteira.

Logo, pode-se escrever:

$$P_1 \cong \alpha_{rk} \cdot \frac{S_{xk}}{S_A} \cdot A_T \cdot P_0 \quad (3.15)$$

onde: α_{rk} é o coeficiente de intensidade de reflexão devido a k-ésima fronteira; S_{xk} é a área efetiva de reflexão; S_A é a área máxima de reflexão; A_T é a atenuação, devido à absorção do meio, imposta ao feixe ultra-sônico no percurso da transmissão para fronteira k, e da fronteira k para o receptor; P_0 é a potência total "RMS" emitida.

Então pode-se determinar G_{P_1} :

$$G_{P_1} \cong G_{pk} = \alpha_{rk} \cdot \frac{S_{xk}}{S_A} \cdot A_T \quad (3.16)$$

3.5.2. DETERMINAÇÃO DE G_{P_2} :

Para a determinação do ganho de potência, devido às reflexões em fronteiras dinâmicas, supõe-se que os obstáculos em movimento sejam partículas com dimensões pequenas, comparadas com

o comprimento da onda ultra-sônica.

3.5.2.a. DEFINIÇÕES:

a) Área de espalhamento efetiva (potência total espalhada dividida pela densidade de potência incidente)

$$\sigma_s \triangleq \frac{P_s}{P/A} \quad (3.17)$$

onde: σ_s é a área de espalhamento efetiva; P é a potência do feixe incidente; A é a área do feixe incidente.

b) Área de espalhamento efetiva por unidade de volume (área de espalhamento efetiva dividida pelo volume iluminado pelo feixe ultra-sônico que contém espalhadores).

$$S_s \triangleq \frac{\sigma_s}{V} \quad (3.18)$$

onde: S_s é a área de espalhamento efetiva por unidade de volume; σ_s é a área de espalhamento efetiva; V é o volume total da intersecção dos dois feixes ultra-sônicos, receptor e transmissor, onde estão contidos os espalhadores.

Com base nestas definições e supondo S_t área do transdutor-transmissor; S_r área do transdutor-receptor; Y a profundidade (distância entre a face do transdutor até o centro do volume iluminado que contém as partículas espalhadoras) e levando em conta a absorção sofrida pelo feixe ultra-sônico ao transitar em um determinado meio [5], e considerando, ainda, o espalhamento

isotrópico [6], pode-se escrever a seguinte expressão aproximada:

$$P_2 \cong \frac{P_0}{S_t} \cdot S_s \cdot V \cdot \frac{S_r}{4\pi Y^2} \cdot A_T \quad (3.19)$$

onde: P_2 é a potência recebida devido ao espalhamento do ultrassom pelas células vermelhas do sangue; $\frac{P_0}{S_t}$ é a densidade incidente de potência por unidade de área; S_s é a área de espalhamento efetiva por unidade de volume; V é o volume iluminado pelo feixe ultra-sônico que contém partículas espalhadoras; $\frac{S_r}{4\pi Y^2}$ é a fração de energia recolhida pelo transdutor-receptor, considerando o espalhamento isotrópico; A_T é a atenuação da potência ultra-sônica devido à absorção.

Portanto:

$$G_{P_2} = \frac{P_2}{P_0} \cong \frac{S_r}{S_t} \cdot \frac{S_s V}{4\pi Y^2} (e^{-2\alpha_0 Y f_0}) \quad (3.20)$$

onde: A_T foi escrito na forma exponencial mostrando sua dependência com: a frequência (f_0), a profundidade (Y), e com α_0 , que é a média ponderada dos coeficientes de atenuação devido à absorção nas diversas camadas, no percurso entre a transmissão e o centro de espalhamento, e deste até o receptor. A constante 2 aparece como expoente porque os feixes ultra-sônicos - incidente e espalhados que atingem o receptor - percorrem 2 vezes a profundidade Y (ida e volta), tendo-se em vista que os transdutores - receptor e transmissor - estão situados no mesmo ponto.

Porém, se S_r (área do transdutor-receptor) for igual a S_t (área do transdutor-transmissor) tem-se:

$$G_{P_2} \cong \frac{S_s V}{4\pi Y^2} (e^{-2 \alpha_0 Y f_0}) \quad (3.21)$$

Conforme Di Pietro & Meindl [6], investigações experimentais de Reid revelam que células de sangue em concentração fisiológica normal (isto é, hematócrito ~ 40%) espalham ultra-som isotropicamente de acordo com a Lei de Espalhamento de Rayleigh.

O espalhamento depende da quarta potência da freqüência, assim S_s é proporcional a f_0^4 .

3.5.3. DETERMINAÇÃO DA FREQUÊNCIA ÓTIMA DE EMISSÃO:

Para determinar a freqüência ótima de emissão f_0 (ótima), deve-se diferenciar G_{P_2} com respeito a f_0 e fazer $\frac{dG_{P_2}}{df_0} = 0$ igual a zero, o que leva a seguinte equação para f_0 (ótima):

$$f_0 \text{ (ótimo)} = \frac{2}{\alpha_0 Y} \quad (3.22)$$

Conforme Baker, Forster e Daigle [3], pode determinar-se a f_0 (ótima) a partir da maximização da relação sinal/ruído com respeito a f_0 (freqüência emitida).

Para isso deve diferenciar-se a equação da relação sinal/ruído, sugerida por eles, e igualar esta expressão a zero para determinar f_0 (ótima).

Equação da relação sinal/ruído:

$$\frac{S}{R} \cong K_p \frac{f_o^4}{f_o Y^2} (e^{-2\alpha_0 Y f_o}) \quad (3.23)$$

onde: $\frac{S}{R}$ é a relação sinal/ruído ; K_p é uma constante de proporcionalidade; f_o é a frequência emitida; α_0 é a média ponderada dos coeficientes de atenuação devido à absorção; Y é a profundidade do alvo (distância do transdutor ao alvo em estudo).

Portanto:

$$f_o \text{ (ótimo)} = \frac{3}{2\alpha_0 Y} \quad (3.24)$$

Baker, Forster e Daigle [3] também apresentam, na forma de um gráfico (Fig.3.2), cálculos, de diversos laboratórios, determinando a frequência ótima emitida versus profundidade, para o máximo da relação sinal/ruído, que são representados por qualquer valor que caia dentro da área pontilhada.

Para a determinação da frequência ótima emitida neste trabalho, usou-se o gráfico apresentado na Fig. 3.2.

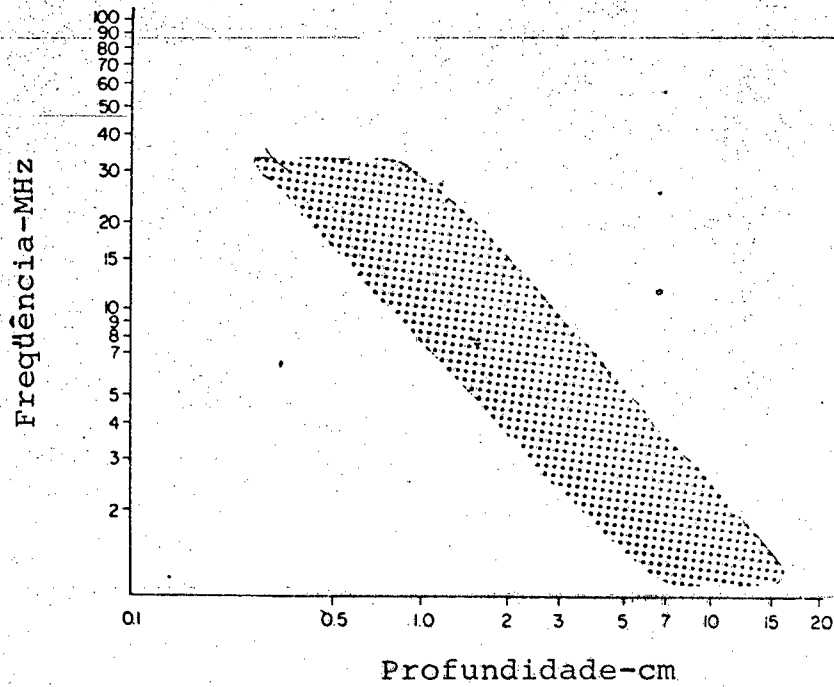


Fig.3.2 - Cálculo de diversos laboratórios para determinar a frequência ótima para a máxima relação sinal/ruído versus profundidade [3].

CAPÍTULO 4

TRANS D U T O R E S

4.1. INTRODUÇÃO:

Neste capítulo serão estudados os transdutores, que são os elementos responsáveis pela conversão da energia elétrica em energia mecânica e vice-versa.

Em aplicações de ondas ultra-sônicas para Medicina e Biologia, as funções dos transdutores ultra-sônicos são a geração e a recepção da onda ultra-sônica. Na maior parte dos casos que envolvem estas aplicações, os transdutores são do tipo eletro-acústicos, e o mecanismo de transdução é, principalmente, baseado no fenômeno magnetostritivo e piezelétrico em substâncias sólidas e líquidas. Mecanismos baseados em fenômenos eletromagnéticos e eletrodinâmicos são raramente empregados, e somente em casos muito especiais. Fontes de som para excitarem meios líquidos ou sólidos necessitam ter uma força de amplitude relativamente grande, comparada com a amplitude vibracional. Já nas fontes de som para excitarem meios gasosos, dá-se o contrário, requerem elas uma amplitude vibracional relativamente grande comparada com a amplitude da força [7].

Fenômenos magnetostritivo e piezelétrico são propriedades inerentes de algumas substâncias sólidas, ao passo que, fenômenos eletromagnéticos ou eletrodinâmicos são baseados na deformação mecânica da estrutura produzida pelo campo elétrico e/ou

magnético. Em princípio, ambos os tipos de fenômenos conectam vibração mecânica em um meio acústico com fenômeno elétrico.

Porém, os fenômenos magnetostritivo e piezelétrico são mais convenientes para gerar uma força de amplitude relativamente grande nos meios sólidos e líquidos, em relação aos fenômenos eletromagnéticos ou eletrodinâmicos [7].

Como na Medicina e Biologia os meios de transmissão, na maioria dos casos, são sólidos ou líquidos, devem-se usar para transmitir ondas ultra-sônicas os fenômenos magnetostritivo ou piezelétrico. A mesma conclusão é adotada no caso de receptores para detecção de ondas ultra-sônicas, em qualquer meio de som [7].

4.2. TRANSDUTORES PIEZELÉTRICOS:

Sabendo-se que para a geração e recepção de ondas ultra-sônicas, em meios biológicos, os transdutores mais convenientes são os magnetostritivos e os piezelétricos, resta optar entre ambos. Os magnetostritivos, na aplicação que se sucede, são impraticáveis devido ao alto custo, limite de frequência (de até 100KHz) e tamanho físico.

Assim restam os transdutores piezelétricos, os quais são fabricados com materiais que têm a propriedade, na qual a aplicação de tensão elétrica causa deformação mecânica. Esta característica é conhecida como efeito piezelétrico direto. A amplitude da deformação mecânica é diretamente proporcional à tensão elétrica aplicada, para deformações dentro dos limites de elasticidade do material. Similarmente, a aplicação de esforço mecânico a um material piezelétrico causa o aparecimento de ten

são elétrica, na proporção direta do esforço aplicado. Esta característica é conhecida como efeito piezelétrico inverso.

O efeito piezelétrico ocorre somente em materiais carentes de um centro de simetria; portanto, materiais piezelétricos são anisotrópicos. As cargas elétricas, confinadas dentro do arranjo iônico do material, podem interagir com um campo elétrico aplicado, produzindo efeito mecânico. Assim, a piezeletricidade fornece um acoplamento entre o fenômeno elétrico e dielétrico [5].

Dessa forma o efeito piezelétrico pode residir em cristais naturais, como o quartzo e a turmalina, devido à sua natural distribuição iônica de carga. A mesma característica é também encontrada em cristais artificialmente crescidos, como o fosfato de dihidrogênio amônio (ADP), sulfato de lítio e outros.

Outro grupo de materiais artificiais, que possuem fortes propriedades piezelétricas, são os conhecidos como ferrelétrico policristalino polarizado. A polarização do material ferrelétrico é executada pelo seu aquecimento acima do ponto de "Curie", permitindo, então, um resfriamento lento na presença de um forte campo elétrico, tipicamente 20 Kv/cm, aplicado na direção em que o efeito piezelétrico é desejado [5].

Este processo tende a alinhar as cargas individuais ao longo da direção do campo polarizador, de maneira análoga à magnetização de material ferromagnético pela aplicação de um campo magnético [5].

Esta similaridade é a razão por que as cerâmicas piezelétricas são conhecidas como ferrelétricos, e os principais materiais usados na fabricação dos ferrelétricos são: zirconato/titanato de chumbo e titanato de bário [5].

Os materiais piezelétricos mais populares são : quartzo, titanato de bário e zirconato/titanato de chumbo. Dos três materiais apresentados para a construção desse transdutor, o zirconato/titanato de chumbo e o titanato de bário são os mais adequados. Uma característica do cristal de quartzo que o torna inadequado, para este desenvolvimento, é a sua alta impedância comparada com a do titanato de bário e a do zirconato/titanato de chumbo. Isto se dá devido ao baixo valor de sua constante de esforço piezelétrico. Portanto, para gerar uma determinada potência ultra-sônica, usando transdutores de quartzo, seria necessário uma tensão aproximadamente 100 vezes maior do que a requerida pelos transdutores de titanato de bário ou zirconato/titanato de chumbo, para gerar a mesma potência ultra-sônica [8].

Entre o titanato de bário e o zirconato/titanato de chumbo, o mais adequado é o segundo, pois exhibe propriedades piezelétricas mais fortes do que o primeiro, possuindo suficientemente grande momento ferrelétrico e uma alta temperatura de "Curie", permitindo variações, na composição química ou no tratamento térmico, as quais podem resultar na melhora de certas propriedades físicas, mantendo substancial efeito piezelétrico [5].

4.3. PROPRIEDADES PIEZELETRICAS:

O objetivo deste trabalho não é estudar os efeitos piezelétricos, mas sim projetar um equipamento no qual usará como componente um transdutor piezelétrico. Nesta seção tratar-se-á, apenas, de relacionar as mais importantes equações matemáticas, que serão utilizadas na implementação de tal equipa

mento.

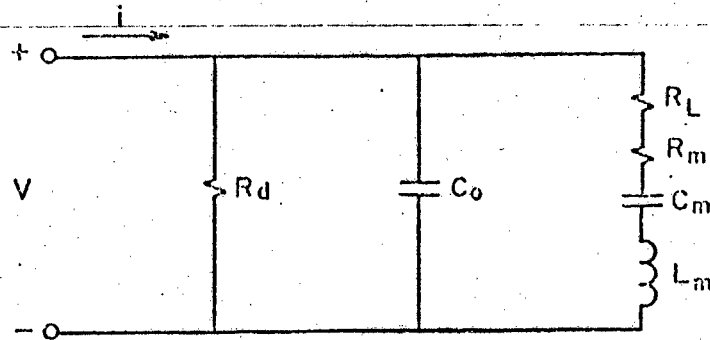


Fig. 4.1 - Circuito equivalente para um transdutor piezelétrico carregado.

O circuito elétrico mostrado na Fig.4.1, pode ser usado para representar um transdutor piezelétrico mecanicamente carregado, onde R_d representa as perdas dielétricas do cristal e de seu cabo; C_0 é a capacitância entre os dois eletrodos; R_m é a resistência de fricção mecânica; C_m é a capacitância equivalente, que é inversamente proporcional à constante de rigidez; L_m é a indutância equivalente, que é proporcional à massa de movimentação; R_ℓ é a carga acústica à qual o cristal está acoplado. A potência absorvida por " R_ℓ " do circuito equivalente corresponde à potência propagada como energia acústica.

Para obter-se a máxima eficiência na transformação eletromecânica, deve-se maximizar a potência sobre R_ℓ , a qual para uma tensão constante de excitação é conseguida na ressonância série.

Na geração de ondas ultra-sônicas em meios biológicos, a condição para obter-se a máxima eficiência do transdutor, é que esteja na ressonância. A frequência que corresponde a espessura de meio comprimento de onda é chamada "a frequência funda

mental de ressonância do transdutor". O transdutor, também, será ressonante quando excitado por uma frequência, para qual sua es pes su ra é um número inteiro ímpar de meio comprimento de onda [9].

Assim:

$$\ell = \frac{1}{2} \cdot \lambda_m \quad (4.1)$$

$$C_m = \lambda_m \cdot f_o \quad (4.2)$$

Portanto:

$$f_o = \frac{C_m}{2\ell} \quad (4.3)$$

onde: ℓ = espessura do transdutor;

C_m = velocidade do som no cristal piezelétrico;

λ_m = comprimento de onda no cristal piezelétrico;

f_o = frequência fundamental de ressonância.

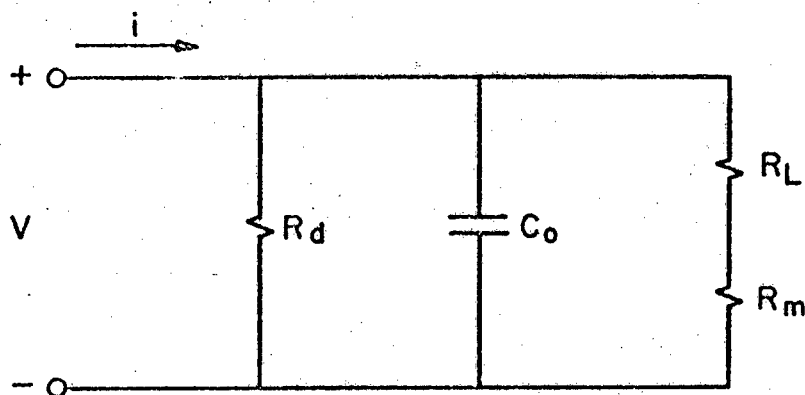


Fig. 4.2 - Circuito equivalente do transdutor na ressonância.

Considerações similares se aplicam no caso do trans dutor atuando como receptor. A máxima sensibilidade ocorre na res on ância.

sonância, quando a frequência do esforço mecânico corresponde a um número ímpar de meio comprimento de onda da espessura do transdutor.

4.4. DETERMINAÇÃO DA POTÊNCIA DE SOM DO TRANSDUTOR COMO TRANSMISOR:

A potência radiada é a potência absorvida por " R_ℓ " do circuito equivalente do transdutor piezelétrico carregado. Se estiver na ressonância a potência radiada será: (Fig.4.2)

$$W = \frac{V_{RMS}^2 \cdot R_\ell}{(R_\ell + R_m)^2} \quad (4.4)$$

onde: W = potência radiada;

V_{RMS} = tensão elétrica eficaz de excitação do transdutor.

Como a maior parte dos campos de som, na prática, não são uniformemente distribuídos, é usual considerar a potência que é transmitida através de uma unidade de área, a qual é chamada intensidade de som:

$$I = \frac{W}{S} \quad (4.5)$$

onde: I é a intensidade de som; W é a potência radiada; S é a área de radiação.

No modelo apresentado na Fig.4.1 R_ℓ é uma resistência elétrica equivalente, na qual a potência absorvida por ela é igual à potência radiada para o meio. Pode-se, ainda, relacionar essa resistência elétrica com a característica piezelétrica do

crystal e do meio de radiação, pela seguinte fórmula [9]:

$$R_{\ell} = \frac{Z_R}{\alpha_f^2} \quad (\text{para carregamento simétrico}) \quad (4.6)$$

$$R_{\ell} = \frac{Z_R}{4\alpha_f^2} \quad (\text{para encosto de ar}) \quad (4.7)$$

onde: Z_R é a impedância mecânica total de radiação do meio, ou a impedância característica do meio multiplicada pela área de radiação; α_f é o fator de transformação eletromecânico.

Existe um aumento físico na velocidade da face carregada do transdutor, quando a face de encosto (apoio) é carregada com "ar". Isto se dá porque a onda é totalmente refletida no ar e combina-se em fase, dobrando a amplitude da onda radiada [9].

4.5. SINTONIA ELÉTRICA DO TRANSDUTOR:

O transdutor piezelétrico na ressonância pode ser modelado pelo circuito equivalente mostrado na Fig.4.2. Para uma melhor conversão de potência, pode-se sintonizar, eletricamente, pelo uso de uma bobina cuja reatância, na frequência de ressonância, seja igual à reatância capacitiva devido a C_0 . Desta forma tem-se o seguinte circuito:

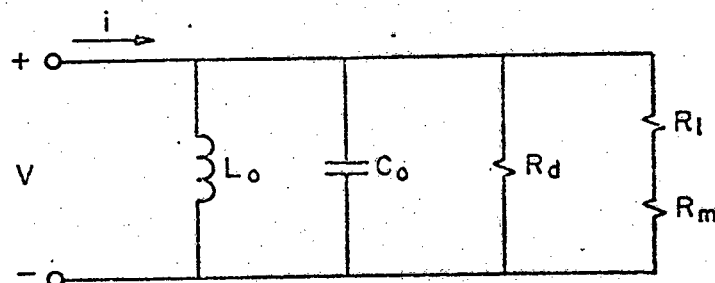


Fig. 4.3 - Circuito equivalente do transdutor na ressonância mecânica e elétrica.

onde:

$$L_0 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot C_0} \quad (4.8)$$

sendo: L_0 = indutância externa para sintonia elétrica;
 ω_0 = frequência angular de ressonância mecânica;
 C_0 = capacitância entre os dois elétrodos do cristal.

4.6. MODELO DO TRANSDUTOR PIEZELÉTRICO COMO RECEPTOR:

Para o transdutor operando nas ressonâncias elétrica e mecânica o modelo do cristal é:

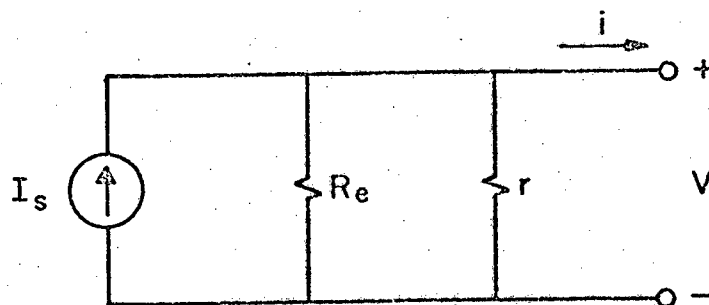


Fig. 4.4 - Circuito equivalente de um receptor piezelétrico.

onde: r = perda elétrica equivalente de todo transdutor;

R_e = resistência de movimentação que depende do encosto do cristal piezelétrico, e que para o transdutor com encosto de ar é igual a $R_e = \frac{Z_R}{4\alpha_f^2}$;

I_s = a equivalente corrente elétrica, devido às incidentes ondas de pressão sobre o transdutor receptor.

4.7 - PONTEIRA TRANSDUTORA:

Para o desenvolvimento da ponteira transdutora, de ve-se associar o tipo de aplicação com a viabilidade de realiza ção prática.

O primeiro requisito é relacionar o comportamento da intensidade do feixe ultra-sônico com a profundidade desejada a ser atingida. Profundidade esta que dependerá do tipo de aplica ção para o qual a ponteira deve ser projetada.

Para o uso obstétrico, que é o objetivo, a profun didade a ser atingida é determinada pela distância do abdômen até o coração fetal. Esta distância dependerá de vários fatores, en tre eles o mês de gestação e, principalmente, a obesidade da pa ciente e a correta colocação da ponteira sobre o abdômen da ges tante.

Com a correta colocação da ponteira transdutora e não levando em conta o mês de gestação, pode-se determinar uma profundidade máxima e mínima considerando apenas a obesidade da gestante.

Um estudo bastante minucioso, a respeito do compor tamento do campo ultra-sônico, torna-se muito complexo. Porém, para um transdutor vibrando compassadamente em movimento harmôni co simples, em condição de regime permanente (operação com ondas contínuas de excitação com amplitude constante), o campo é compos to por duas regiões distintas [5]. A primeira denominada zona de Frésnel ("Near Field"), que é a região onde a energia ultra-sôni ca se acha, principalmente, confinada dentro de uma figura geomé trica, de base idêntica à face do transdutor, e as laterais são

formadas por retas perpendiculares à base, cujo comprimento estende-se até o final do "Near Field". A segunda denominada zona Fraunhofer ("Far Field") tem seu início ao final da zona de Frénel. A característica principal desta região é a divergência do campo ultra-sônico e uma conseqüente diminuição da intensidade de som, à medida que se afasta da face do transdutor. Contudo, a região na qual se vai trabalhar é o "Near Field", para isto deve-se garantir que, para a máxima distância do alvo até o transdutor, se esteja dentro desta região.

A extensão do "Near Field" é controlada, basicamente, pelas dimensões e forma da face do transdutor, e também pelo comprimento de onda no meio de propagação. Por exemplo: para um transdutor de face circular o término do "Near Field" será [5]:

$$Y_{\max} \cong \frac{r_0^2}{\lambda} \quad (4.9)$$

onde: r_0 é o raio da face do transdutor; λ é o comprimento de onda de som no meio; Y_{\max} corresponde ao início da transição entre as zonas de Frénel e Fraunhofer.

Outro requisito a ser considerado é a efetiva área de reflexão, a qual é determinada pela superposição da projeção das áreas de transmissão e recepção dos transdutores, em função da profundidade e do ângulo de ataque na zona de Frénel.

Para um arranjo de transdutores retangulares (transmissor e receptor) numa ponteira conforme Fig. 4.5, a área S_x de superposição na profundidade Y é:

$$S_x = 2D (Y - Y_0) \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \quad \text{para} \quad S_x \leq S_A \quad (4.10)$$

onde: S_x é a área efetiva de superposição; D é a dimensão do transdutor, perpendicular ao plano da figura; Y_0 é a profundidade mínima para o início da superposição; θ é o ângulo de ataque (ângulo entre a normal da face de cada transdutor-transmissor e receptor).

4.8. PROJETO DA PONTEIRA TRANSDUTORA:

Como início do projeto, tabelam-se as principais camadas e suas espessuras aproximadas para ter-se, dessa forma, uma idéia razoável da profundidade que existe entre o cristal transdutor e o coração fetal (alvo em questão). Observa-se que foi suposta a variação unicamente da espessura da camada de gordura da gestante.

Camadas principais	Espessura mínima cm	Espessura máxima cm
Resina de acabamento e proteção dos cristais	0,4	0,4
Gordura (Gestante)	1,5	8,0
Músculo (Gestante)	1,5	1,5
Parede Uterina (Gestante)	1,0	1,0
Gordura Fetal	1,0	1,0
Músculo Fetal	0,8	0,8
Coração Fetal	0,4	0,4
Sangue Fetal	1,5	1,5
~ Profundidade	8,1	14,6

T A B E L A - 4.1

Conhecendo a profundidade máxima a atingir (tabela 4.1), pode-se, primeiramente, calcular as dimensões que deverão ter os transdutores, para não ultrapassar-se a zona de Frésnel.

Se o transdutor for retangular de área $S \cong D \cdot X_{\max}$ (para θ pequeno), com D não maior do que $2X_{\max}$, pode-se aproximar:

$$r_0 \cong \frac{\sqrt{D^2 + X_{\max}^2}}{2} \quad (4.11)$$

Portanto:

$$Y_{\max} \leq \frac{D^2 + X_{\max}^2}{4\lambda} \quad (4.12)$$

se: $D = 2X_{\max}$

$$D \geq 4 \sqrt{\frac{\lambda \cdot Y_{\max}}{5}} \quad (4.13)$$

Para uma profundidade máxima de $Y_{\max} = 14,6 \text{ cm}$, $\lambda \cong 0,075 \text{ cm}$ ($f_0 = 2 \text{ MHz}$, $C \cong 1500 \text{ m/s}$) obtém-se: $D \geq 1,88 \text{ cm}$.

Agora, serão especificados os cristais usados na ponte. Muitos fatores, na prática, influenciam a escolha dos elementos piezelétricos, entre eles: dimensão, frequência de espessura e o tipo de material piezelétrico.

Dos materiais disponíveis, no mercado nacional, o que mais se adapta às necessidades é o zirconato/titanato de chumbo, com frequência de espessura (f_0) de 2 MHz com tolerância de 10%, dado este fornecido pelo fabricante, e com área de aproximadamente $2,2 \times 1,1 \text{ cm}^2$.

Como a restrição é $D \geq 1,88$ cm, escolhe-se para esta dimensão o lado de 2,2 cm do cristal. A determinação do ângulo (θ) e da profundidade mínima, para o início da superposição (Y_0), serão estabelecidas a partir do espaçamento entre os dois transdutores na ponteira e a máxima área de superposição.

Por razões práticas adota-se o espaçamento entre os dois transdutores de 3,2 mm. Como o caso mais crítico é quando a parede do coração fetal se encontra à máxima profundidade, adota-se, nesta particular situação, para conseguir-se a máxima sensibilidade, também a máxima área de superposição.

Com um espaçamento entre os transdutores de 3,2 mm, a uma profundidade máxima da parede do coração fetal de 13,1 cm e numa área máxima de superposição de $2,2 \times 1,1$ cm² determina-se pelo uso da equação (4.10): $\theta \cong 6,2^\circ$ e $Y_0 \cong 3$ cm.

A partir dos dados obtidos anteriormente, será apresentado um diagrama geométrico dos feixes ultra-sônicos, referentes aos transdutores receptor e transmissor. (Fig.4.5).

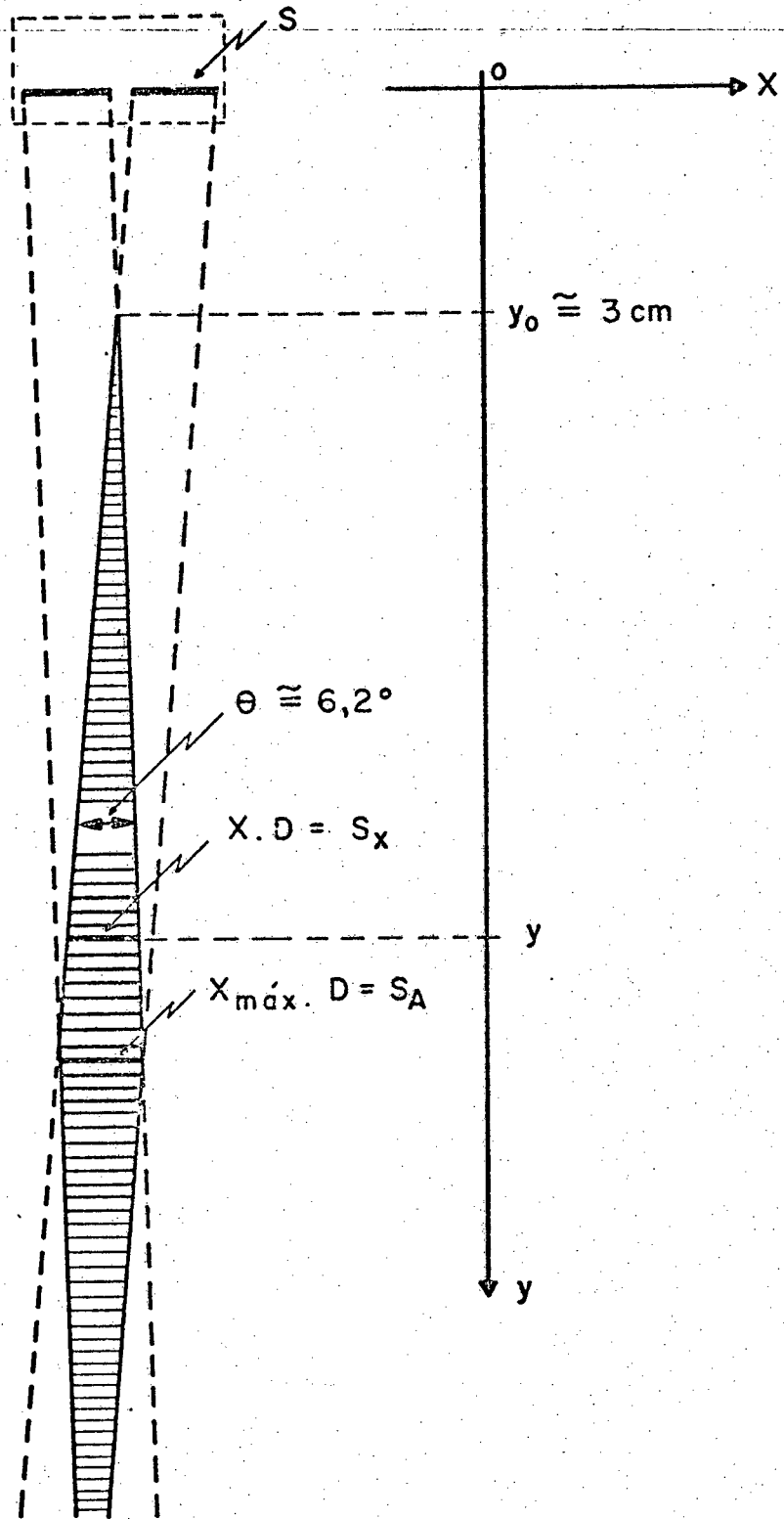


Fig.4.5 - Diagrama geométrico dos feixes ultra-sônicos.

C A P Í T U L O 5

A M P L I F I C A D O R S I N T O N I Z A D O

5.1. INTRODUÇÃO:

O amplificador de RF, usado neste equipamento, é um amplificador sintonizado responsável pela amplificação do sinal captado pelo transdutor receptor, e pela entrega deste sinal, com uma potência especificada, ao próximo estágio.

A partir das especificações do projeto, será escolhido o tipo de amplificador e a sintonia a serem usados.

O principal problema, no projeto de amplificadores sintonizados, é a transferência reversa não desprezível dos elementos ativos. Esta transferência, além de não fornecer o necessário isolamento entre os vários estágios, pode levar o amplificador a oscilar (instabilidade).

Uma técnica para solucionar tal problema, é a chamada "Técnica de Neutralização". Esta consiste em neutralizar a transferência reversa do componente ativo pelo uso de uma rede passiva acoplada ao mesmo. Porém, para a produção em série, a técnica de neutralização não serve, porque os valores dos componentes da rede de neutralização dependerão dos parâmetros da estrutura ativa. Tais parâmetros, normalmente, são dados pelos fabricantes com valores médios, existindo, obviamente, um dado espalhamento, o que implica a necessidade do ajuste individual da rede de neutralização para cada componente ativo, sendo impraticável numa produção indus

trial.

Outra técnica usada, é a chamada "Técnica por Descasamento". Consiste em descasar a entrada e/ou saída do amplificador de modo que este não tenha condição de oscilar, mesmo que o elemento ativo esteja bastante fora de suas características de manual. O prejuízo devido ao uso desta técnica é uma perda de potência, em consequência do descasamento. Porém, isto na maioria das aplicações não chega a constituir uma limitação para o emprego desta técnica, pois normalmente existe ganho de sobra nos estágios, devido ao baixo fator de qualidade (Q) necessário para se obter a faixa passante desejada.

Para o projetista outra consideração importante é quanto à estrutura sintonizada a ser usada. Esta estrutura pode ser uma estrutura sintonizada simples ou uma estrutura sintonizada dupla, dependendo da seletividade necessária da aplicação. Caso se queira uma grande seletividade, usam-se estruturas sintonizadas duplas.

Outro fator importante é quanto ao modo de sintonização das estruturas. Estas podem ser sintonizadas de maneira síncrona ou escalonada:

Síncrona: as estruturas são sintonizadas para a mesma frequência.

Escalonada: as estruturas são sintonizadas para frequências diferentes.

Na maneira síncrona a faixa passante total é menor do que a de cada estrutura individual. No entanto, da maneira escalonada é obtida uma faixa passante maior e mais definida, comparada com a faixa passante de cada estrutura individual.

Portanto, a opção de escolha das estruturas (simples ou dupla) e a maneira de sintonização (síncrona ou escalonada) dependerão das necessidades do projeto.

Como este projeto está orientado para uma futura industrialização, usou-se, para garantia de estabilidade, a técnica por descasamento. E como não existe limitação quanto à seletividade do amplificador, optou-se pelas estruturas simples, sintonizadas sincronamente.

Um outro fator a ser considerado é o tipo de acoplamento de sintonia simples que deverá ser usado.

Os principais tipos de acoplamento de sintonia simples são: transformador de acoplamento cerrado, auto transformador e divisor capacitivo. Optou-se pelo acoplamento por divisor capacitivo por ser de menor custo.

5.2. TÉCNICA DE ESTABILIDADE POR DESCASAMENTO:

Esta técnica consiste em forçar um descasamento na entrada e/ou saída de modo que o estágio não tenha condição de oscilar.

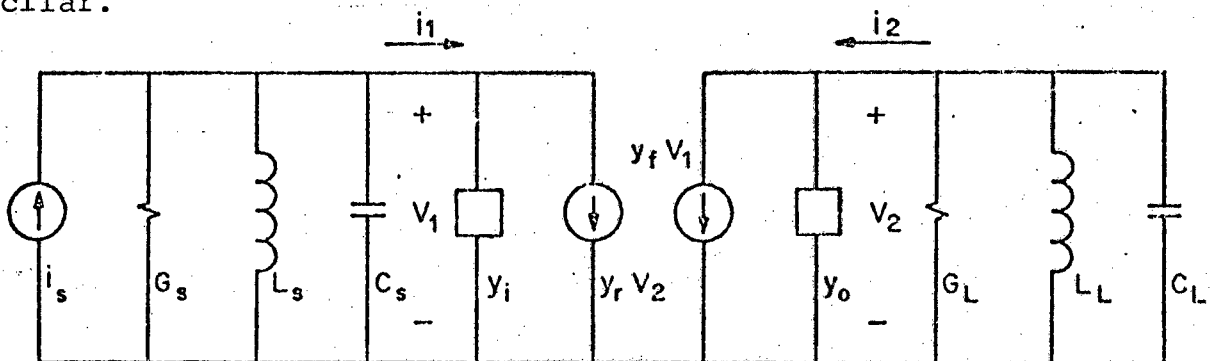


Fig.5.1 - Representação em forma de quadripolo, com parâmetros "Y" de um circuito ativo e com circuitos sintonizados na entrada e na saída.

Para ser determinada a condição de estabilidade foram usadas as seguintes definições baseadas no circuito da Fig.5.1:

- Potência disponível na fonte:

$$P_{AS} \triangleq \frac{|i_S|^2}{4G_S} \quad (5.1)$$

onde: P_{AS} é o máximo de potência que a fonte pode fornecer (a carga é o complexo conjugado de sua impedância interna).

- Potência de saída:

$$P_L = |v_2|^2 G_L \quad (5.2)$$

- Ganho do transdutor:

$$G_T \triangleq \frac{P_L}{P_{AS}} = 4G_S \cdot G_L \left| \frac{v_2}{i_S} \right|^2 \quad (5.3)$$

Definido o ganho do transdutor, será estudado a condição de estabilidade deste referido ganho. Uma vez determinada a condição de estabilidade deste ganho, qualquer outro ganho, também será estável.

Para simplificar a análise, foram designados Y_S e Y_L as admitâncias dos circuitos sintonizados de entrada e de saída, considerados isolados, ou seja:

$$Y_S = G_S + s.C_S + \frac{1}{sL_S} \quad (5.4)$$

$$Y_L = G_L + SC_L + \frac{1}{SL_L} \quad (5.5)$$

E fazendo:

$$Y_S + y_i = Y_1 \quad (5.6)$$

$$Y_L + y_o = Y_2 \quad (5.7)$$

onde: Y_1 representa a soma da admitância do circuito sintonizado da entrada com a admitância de entrada do dispositivo ativo, e Y_2 representa a soma da admitância do circuito sintonizado de saída com a admitância de saída do dispositivo ativo.

Pode-se também escrever:

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (5.8)$$

onde: G_1 representa a parte real de Y_1 e B_1 , a parte imaginária.

$$Y_2 = G_2 + jB_2 \quad (5.9)$$

onde: G_2 representa a parte real de Y_2 , e B_2 , a parte imaginária.

Desta forma foi obtido:

$$G_T = \frac{4G_S G_L |Y_f|^2}{|Y_r Y_f - Y_1 Y_2|^2} \quad (5.10)$$

Esta expressão mostra a possibilidade de $G_T = \infty$

ou seja oscilação.

Condição para $G_T = \infty$: é que o denominador da função seja igual a zero ou $(Y_R Y_f - Y_1 Y_2) = 0$

Para melhor analisar esta expressão, o produto $Y_R Y_f$ foi representado por sua forma retangular, ou seja:

$$Y_R Y_f = M + jN \quad (5.11)$$

Assim:

$$(Y_R Y_f - Y_1 Y_2) = (M - G_1 G_2 + B_1 B_2) + j(N - G_1 B_2 - G_2 B_1) \quad (5.12)$$

Para a equação (5.12) ser igual a zero será tido si multaneamente a parte real e a parte imaginária igual a zero.

Desta forma, se forem igualados a zero a parte real e a imaginária e resolvidas simultaneamente será obtido:

$$B_1 = \frac{1}{2G_2} \left[N \pm \sqrt{N^2 + 4G_1 G_2 M - 4G_1^2 G_2^2} \right] \quad (5.13)$$

$$B_2 = \frac{1}{2G_1} \left[N \pm \sqrt{N^2 + 4G_1 G_2 M - 4G_1^2 G_2^2} \right] \quad (5.14)$$

Se for tomado o radicando negativo não haverá B_1 e B_2 capazes de levar o circuito a oscilar.

Então se obtém a condição de estabilidade incondicional.

$$N^2 + 4G_1 G_2 M - 4G_1^2 G_2^2 < 0 \quad (5.15)$$

ou seja:

$$G_1 G_2 > \frac{M + \sqrt{M^2 + N^2}}{2} \quad (5.16)$$

ou ainda:

$$G_1 G_2 < \frac{M - \sqrt{M^2 + N^2}}{2} \quad (5.17)$$

A equação (5.11) também pode ser representada por sua forma polar:

$$M + jN = L e^{j\theta} \quad (5.18)$$

portanto:

$$G_1 G_2 > \frac{L}{2} (\cos \theta + 1) \quad (5.19)$$

e

$$G_1 G_2 < \frac{L}{2} (\cos \theta - 1) \quad (5.20)$$

G_1 e G_2 são duas admitâncias reais e positivas. Desta forma seu produto dará sempre um número real e positivo, não concordando com a equação (5.20), restando assim a equação (5.19).

Satisfazendo-se a desigualdade (5.19) garante-se a estabilidade incondicional do circuito da Fig. 5.1.

5.2.1. FATOR DE ESTABILIDADE:

$$\rho \triangleq \frac{2G_1 G_2}{L(1+\cos \theta)} \quad (5.21)$$

Desta forma, para obter-se a estabilidade (satisfazer a equação 5.19) " ρ " deverá ser maior do que 1.

O fator de estabilidade (ρ) deve ser suficientemente alto para manter o circuito estável, porém suficientemente baixo para se ter ganho.

" ρ " deve ser tanto maior quanto maior for o número de estágios, porque a variação de um estágio se reflete no outro.

A tabela 5.1, mostra alguns valores práticos do fator de estabilidade em relação ao número de estágios para componentes não selecionados [10] :

Número de estágios	ρ
1	2,5
2	5,0
3	6,5
4	7,5

TABELA 5.1

5.3. DETERMINAÇÃO DA FAIXA PASSANTE DE UM AMPLIFICADOR, CONTENDO "n" ESTRUTURAS SIMPLES SINTONIZADAS SINCRONAMENTE.

Inicialmente serão estudadas as propriedades de uma estrutura RLC simples paralela ressonante, que será a célula básica na formação do amplificador sintonizado.

Será considerado o amplificador, composto de "n" estruturas idênticas, isoladas e sintonizadas para a mesma frequência central (ω_0) e com a mesma banda passante, ou seja: o mesmo fator de qualidade (Q). E, finalmente, será determinada a faixa passante do amplificador a partir da faixa passante de uma das estruturas.

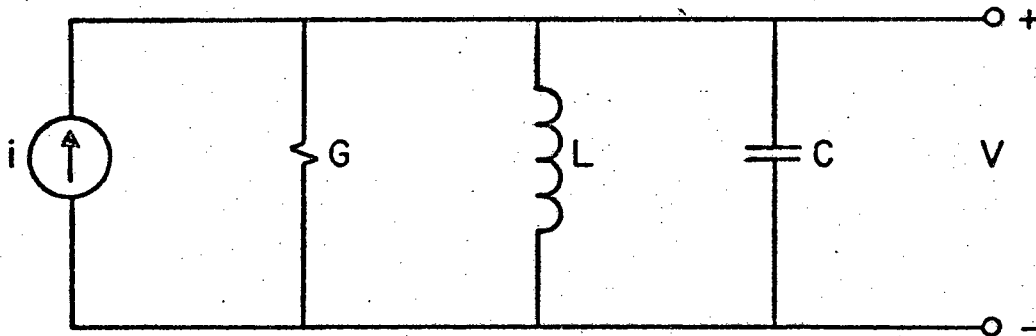


Fig. 5.2 - Estrutura RLC, paralela ressonante, excitada por uma fonte de corrente.

Por inspeção, pode-se determinar a relação entre a tensão de saída e a corrente de entrada, ou seja:

$$Z(S) = \frac{v}{i} = \frac{1}{C} \cdot \frac{S}{S^2 + \frac{G \cdot S}{C} + \frac{1}{LC}} \quad (5.22)$$

Em baixas frequências a impedância $Z(S)$ é dominada

pelo termo indutivo, ao passo que em altas frequências predomina o termo capacitivo. Para alguma frequência intermediária ($S = j\omega_0$), estes termos se cancelam e a impedância atinge um valor máximo, e é resistiva pura. Em outras palavras: a frequência de ressonância ω_0 é aquela em que a parte imaginária da impedância $Z(s)$ se anula. Portanto:

$$\omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L} = 0 \quad (5.23)$$

daí:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.24)$$

Da clássica definição do fator de qualidade (Q) foi deduzida:

$$Q_0 = \frac{1}{\omega_0 LG} \quad (5.25)$$

ou

$$Q_0 = \frac{\omega_0 C}{G} \quad (5.26)$$

Extraindo-se o valor de L da equação (5.25), o valor de C da equação (5.26), fazendo-se $G = \frac{1}{R}$ e substituindo-os na equação (5.22), ter-se-ã:

$$Z(S) = \frac{v}{i} = R \frac{\frac{\omega_0}{Q_0} \cdot S}{S^2 + \frac{\omega_0}{Q_0} S + \omega_0^2} \quad (5.27)$$

Se for analisado o denominador desta expressão, será observado que para $Q_0 > \frac{1}{2}$ serão obtidos polos complexos.

Quando isto ocorre os polos estarão em um círculo de raio igual a ω_0 ou seja:

$$|S| = \omega_0 \quad (5.28)$$

e a parte real, designada como σ_r , será igual a:

$$\sigma_r = -\frac{\omega_0}{2Q_0} \quad (5.29)$$

Um meio bastante conveniente de se obter a forma da curva de ressonância, consiste em fazer uma mudança de variável na equação (5.27), ou seja:

$$s' = s - j\omega_0 \quad (5.30)$$

Com isso, será examinada a impedância $Z(S)$ (equação 5.27) em termos de um desvio de frequência, em relação à frequência de ressonância ω_0 .

Desta forma para $S = j\omega$, será obtido:

$$\omega' = \omega - \omega_0 \quad (5.31)$$

onde: ω' será o desvio de frequência em torno de ω_0 .

Portanto, se o desvio de frequência (ω') for normalizado com relação a ω_0 , obter-se-á:

$$\delta = \frac{\omega'}{\omega_0} = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \quad (5.32)$$

onde: δ é o desvio de frequência normalizado.

Deste modo:

$$j\omega = j[\omega_0(\delta + 1)] \quad (5.33)$$

Substituindo a variável (S) da equação (5.27) por (5.33)

obtem-se:

$$Z(j\omega) = \frac{R}{1 + jQ_0\delta\left(\frac{2 + \delta}{1 + \delta}\right)} \quad (5.34)$$

Assim, o máximo de impedância ($Z(j\omega)$) ocorre quando $\delta = 0$, portanto, a impedância será resistiva pura e a ressonância ocorrerá para $\omega = \omega_0$.

Desta forma pode-se calcular os pontos de meia potência:

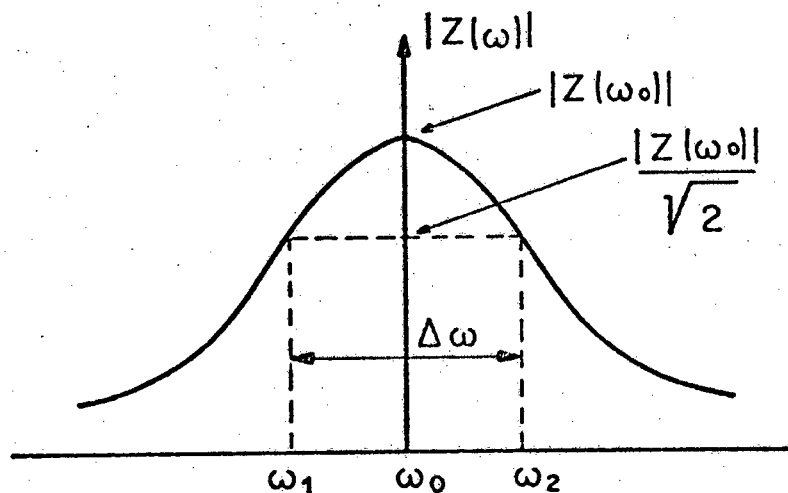


Fig. 5.3 - Resposta de uma estrutura RLC ressonante.

Desse modo com auxílio da Fig.5.3 será determinada a faixa passante ($\Delta\omega$), ou seja:

$$\Delta\omega = (\omega_0 - \omega_1) - (\omega_0 - \omega_2) \quad (5.35)$$

Portanto, se a faixa passante for normalizada em relação a ω_0 , ter-se-á:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \delta_{mp1} - \delta_{mp2} = \frac{1}{Q_0} \quad (5.36)$$

onde: Q_0 , agora, é interpretado como o inverso da faixa passante ($\Delta\omega$) normalizada.

Para valores de $Q_0 \geq 5$ demonstra-se que:

$$|\delta_{mp1}| \leq \frac{1}{10} \quad (5.37)$$

$$|\delta_{mp2}| \leq \frac{1}{10} \quad (5.38)$$

Desta forma pode ser dito:

$$|\delta_{mp1}| \ll 1 \quad \text{e} \quad |\delta_{mp2}| \ll 1 \quad (5.39)$$

Portanto, para esta condição:

$$Z(j\omega) \cong \frac{R}{1 + j2Q_0\delta} \quad (5.40)$$

O amplificador em estudo é composto de "n" estruturas isoladas e não conexas sintonizadas na mesma frequência central e com a mesma banda passante ($\Delta\omega$), ou seja: o mesmo fator de qualidade (Q_0).

Para "n" estágios, obtm-se:

$$Z_n(j\omega) = \frac{R_n}{(1 + j2Q_0\delta)^n} \quad (5.41)$$

Para $\omega = \omega_0$ implica $\delta = 0$, portanto:

$$|Z_n(j\omega_0)| = R_n \quad (5.42)$$

Assim, para o ponto de meia potência:

$$\delta = \delta_{mpT} = \frac{\Delta\omega_T}{2\omega_0} = \frac{\Delta\omega_T}{2Q_0\Delta\omega} \quad (5.43)$$

onde: $\Delta\omega_T$  a faixa passante total, referente às "n" estruturas.

Substituindo a equao (5.43) na equao (5.41), obtm-se:

$$Z_n(j\omega_{mpT}) = \frac{R_n}{\left(1 + j \frac{\Delta\omega_T}{\Delta\omega}\right)^n} \quad (5.44)$$

Sabendo que:

$$|Z_n(j\omega_{mpT})| = \frac{|Z_n(j\omega_0)|}{\sqrt{2}} \quad (5.45)$$

Portanto reunindo as equaes (5.45), (5.42), e o módulo da equao (5.44) obtm-se:

$$\Delta\omega = \Delta\omega_T (2^{1/n} - 1)^{-1/2} \quad (5.46)$$

5.4. TÉCNICA PARA DETERMINAÇÃO DO NÚMERO MÍNIMO DE ESTÁGIOS EM ETAPAS TRANSISTORIZADAS:

Esta técnica tem como finalidade conseguir o ganho de potência necessário, usando um número mínimo de estágios idênticos.

Ela consiste em determinar o ganho de potência de cada estágio do amplificador, como se o elemento ativo, componente deste estágio, estivesse neutralizado ($y_r = 0$), e introduzir um determinado fator de estabilidade, que garanta a estabilidade do circuito, mesmo quando $y_r \neq 0$. Para satisfazer o ganho de potência necessário são projetados "N" estágios iguais.

Definindo G (ganho de potência de um estágio) como a relação entre a potência na saída e a potência na entrada, da Fig.5.1 na condição de sintonia e neutralizado, obtém-se:

$$G = \frac{|y_f|^2}{G_1 G_2} \quad (5.47)$$

Reunindo as equações (5.11), (5.18), (5.21) e (5.47) e observando que nesta situação, para um " ρ " fixo se obtém o máximo ganho possível, vem:

$$G_{\max} = \frac{2|y_f|^2}{\rho |y_f y_r| (1 + \cos \theta)} \quad (5.48)$$

onde: y_f é o parâmetro de transferência direta do transistor;

ρ é o fator de estabilidade; y_r é a transferência reversa do transistor; θ é o ângulo resultante do produto de $y_r y_f$;

G_{\max} é o ganho de potência entrada/saída de um estágio para

um dado fator de estabilidade.

A única maneira de aumentar o ganho de potência máximo na equação (5.48) é aumentar o parâmetro de transferência direta do transistor (y_f) que é conseguido com o aumento da corrente quiescente.

Assim, tem-se para determinar duas variáveis: uma será a corrente quiescente (I_{CQ}), e a outra o número de estágios (N).

O fluxograma mostrado na Fig.5.4, fornece a determinação dessas duas variáveis para um ganho de potência necessário.

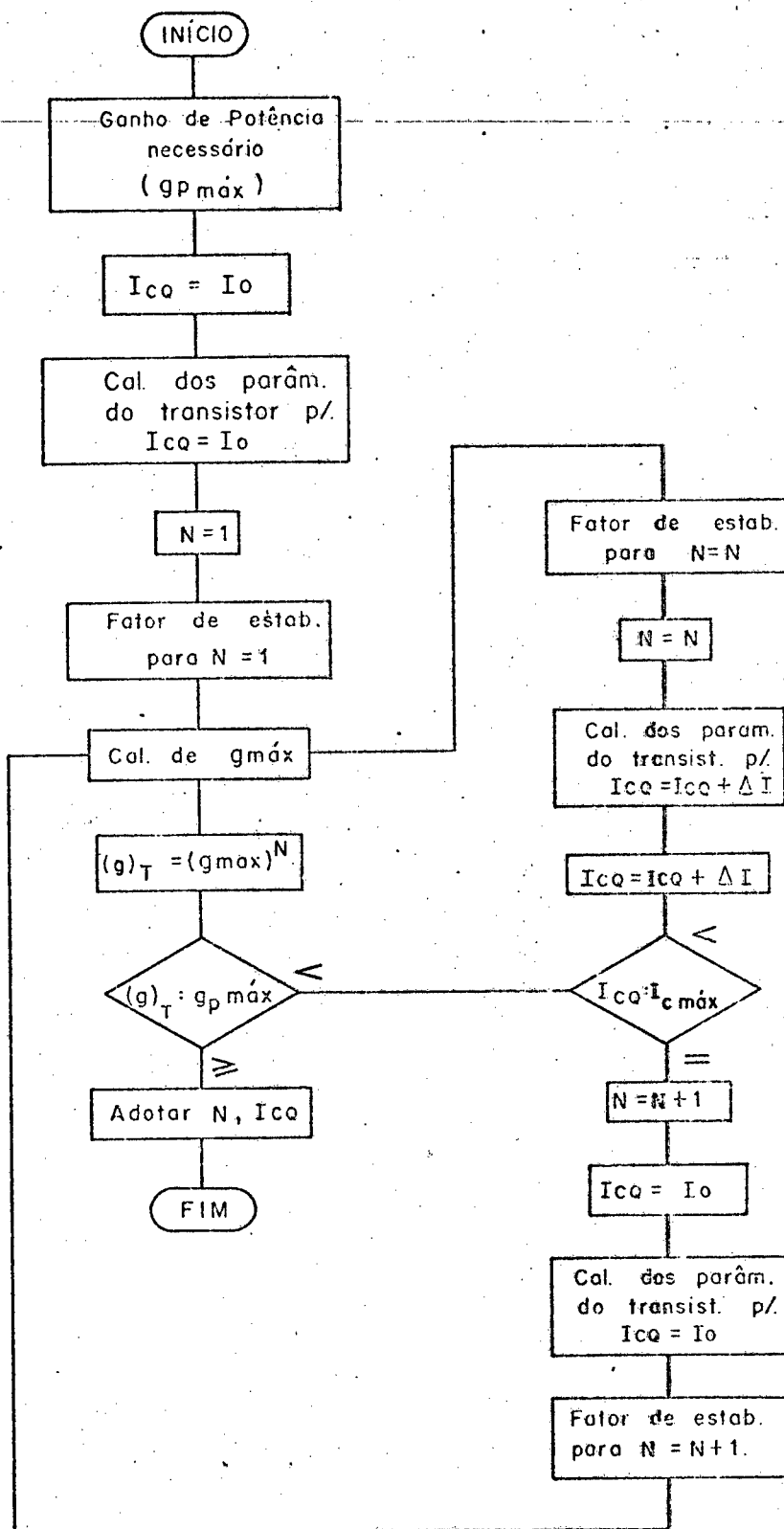


Fig.5.4 - Fluxograma para a determinação do número mínimo de estágios (N) e da corrente quiescente (I_{CQ}).

C A P Í T U L O 6

C O N T R O L E A U T O M Á T I C O D E G A N H O (C.A.G.)

6.1. INTRODUÇÃO:

Nos amplificadores sintonizados, usados para recepção de sinais AM, deseja-se que o sinal de saída seja constante, ou aproximadamente constante, para uma ampla faixa de variação da intensidade do sinal de entrada. Isto pode ser conseguido pelo emprego de um sistema que, automaticamente, forneça a desejada redução de ganho em uma das secções do amplificador sintonizado, quando a intensidade do sinal de entrada aumente.

Tal sistema é denominado Controle Automático de Ganho (C.A.G). Este controle será aplicado no receptor de forma a que não ocorra nenhuma sobrecarga nos estágios do amplificador sintonizado. Em amplificadores transistorizados, o controle de ganho pode ser conseguido pela variação do ponto de operação (do transistor) do estágio de entrada. Esta mudança do ponto de operação, pode ser obtida por dois caminhos diferentes: Controle Reverso de Ganho e Controle Direto de Ganho.

6.2. CONTROLE REVERSO DE GANHO

No Controle Reverso de Ganho, o ponto de operação do

transistor de entrada é variado de tal modo que sua corrente de coletor pode ser reduzida para um valor muito pequeno, sem causar grande mudança na tensão de coletor-emissor.

O mecanismo, do Controle Reverso de Ganho, consiste em reduzir a admitância direta do transistor, pelo decréscimo da corrente do coletor.

O método, do Controle Reverso de Ganho, pode ser aplicado para qualquer transistor adequado para operar em amplificadores de alta frequência.

6.3. CONTROLE DIRETO DE GANHO

O método de controle, denominado Controle Direto de Ganho, consiste basicamente em aumentar a corrente do coletor do transistor para um nível tal que as propriedades de amplificação, desse elemento, comecem a deteriorar-se.

O mecanismo de controle tem como causa uma propriedade de particular dos transistores. Esta propriedade intrínseca do transistor, que pode efetuar o Controle Direto de Ganho, é assim chamada região do "joelho de alta frequência". Em transistores especialmente projetados para tal tipo de controle de ganho, esta região é bem ampla.

O Controle Direto de Ganho somente é possível para frequências relativamente altas, porque o dito controle faz uso da deterioração das propriedades do transistor em altas frequências.

O tipo de controle que será usado nesta aplicação é o do Controle Reverso de Ganho, apesar de certas vantagens apre

sentadas pelo Controle Direto de Ganho. Porém, o Controle Direto de Ganho emprega um transistor especial que não é facilmente encontrado no mercado nacional, e que para a faixa de frequência que será utilizado não justifica o seu emprego.

C A P Í T U L O 7

D E S M O D U L A D O R

7.1. INTRODUÇÃO:

Conforme foi visto, anteriormente, no item 4 do capítulo 3, o sinal "Doppler" recebido contém uma modulação de amplitude e uma de fase. Ambas, fase e amplitude, para certas condições, apresentam variações proporcionais ao desvio "Doppler".

Desta maneira, a recuperação dos sinais, inerentes ao desvio "Doppler", pode ser conseguida por meio da desmodulação de amplitude ou de fase (frequência).

Neste projeto será usada a desmodulação de amplitude devido ao baixo custo e simplicidade.

7.2. DESMODULADOR DE AMPLITUDE:

Nesta secção serão considerados os princípios teóricos básicos envolvidos na desmodulação dos sinais de AM. Em geral existem três métodos básicos para a desmodulação ou detecção de amplitude:

- a) - detecção síncrona
- b) - detecção pelo valor médio
- c) - detecção pelo valor de pico

A idéia básica desses métodos é a recuperação informativa da modulação $g(t)$ da portadora modulada, que tem a forma:

$$v_e(t) = g(t) \cos \omega_0 t \quad \text{para } g(t) \geq 0 \quad (7.1)$$

onde: $g(t) = A [1 + m.f(t)]$ ou seja: A é a amplitude da portadora, m é o índice de modulação e $f(t)$ é o sinal proporcional à informação de modulação.

Quanto à equação (7.1) têm-se: $v_e(t)$ a modulada por portadora; $g(t)$ a função envolvente do sinal AM; ω_0 a frequência da portadora.

Para a desmodulação de sinais de AM, quaisquer dos três métodos de desmodulação podem ser empregados, desde que o índice de modulação não exceda à unidade.

7.2.1. DETECÇÃO SÍNCRONA.

O diagrama de bloco do detector síncrono é apresentado na Fig.7.1. Para este detector se $v_e(t)$ tiver a forma determinada pela equação (7.1), o sinal $v_m(t)$ pode ser escrito como:

$$v_m(t) = B \left(\frac{g(t)}{2} + \frac{g(t)}{2} \cdot \cos 2\omega_0 t \right) \quad (7.2)$$

onde: $v_m(t)$ é o sinal resultante da multiplicação de $v_e(t)$ por $B \cos \omega_0 t$ e B é a amplitude do sinal de referência.

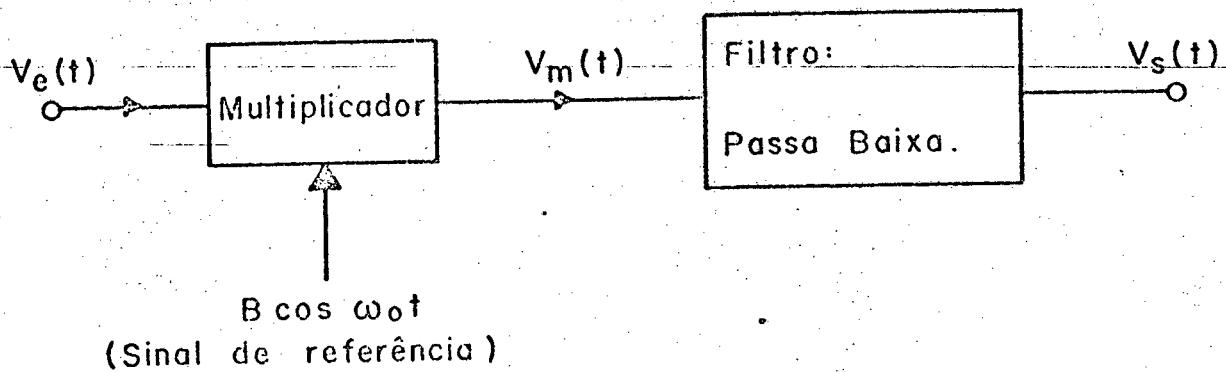


Fig. 7.1 - Diagrama de bloco do detector síncrono.

Se o filtro "passa baixa" remove as componentes de $v_m(t)$, as quais estão concentradas sobre a frequência $2\omega_0$, a saída do detector será:

$$v_s(t) = \frac{B \cdot g(t)}{2} * h_L(t) \quad (7.3)$$

onde: $v_s(t)$ é o sinal de saída do detector síncrono e $h_L(t)$ é a resposta impulsiva do filtro "passa baixa".

Se o filtro tiver uma largura de banda suficientemente grande para passar $g(t)$ sem distorcer, pode-se então simplificar a equação (7.3) para a forma requerida:

$$v_s(t) = \frac{B \cdot g(t)}{2} \cdot H_L(0) \quad (7.4)$$

onde: $H_L(j\omega)$ é a transformada de Fourier de $h_L(t)$.

Para a detecção síncrona ser executada é evidente que as componentes espectrais de $v_m(t)$, na vizinhança de $2\omega_0$ não deverão ultrapassar as componentes espectrais, de $v_m(t)$, na vizinhança

nhança da origem. $V_m(\omega)$, é dado por:

$$V_m(\omega) = \frac{BG(\omega)}{2} + \frac{B}{4} \cdot [G(\omega - 2\omega_0) + G(\omega + 2\omega_0)] \quad (7.5)$$

onde: $V_m(\omega)$ é a transformada de Fourier de $v_m(t)$; $G(\omega)$ é a transformada de Fourier de $g(t)$.

Um gráfico do $|V_m(\omega)| \times \omega$, para o caso onde o limite da banda de $g(t)$ é ω_m , está mostrado na Fig.7.2. É fácil notar que para separar o desejado sinal de saída do sinal centrado em $2\omega_0$, a desigualdade $\omega_m < \omega_0$ deverá ser satisfeita; isto é, a máxima frequência da modulante deverá ser menor do que a frequência da portadora. Se ω_0 não for maior do que ω_m , a detecção síncrona é impossível.

Quanto mais próximo ω_m estiver de ω_0 , mais complexo deverá ser o filtro "passa baixa" para extrair o desejado sinal de saída em um detector síncrono.

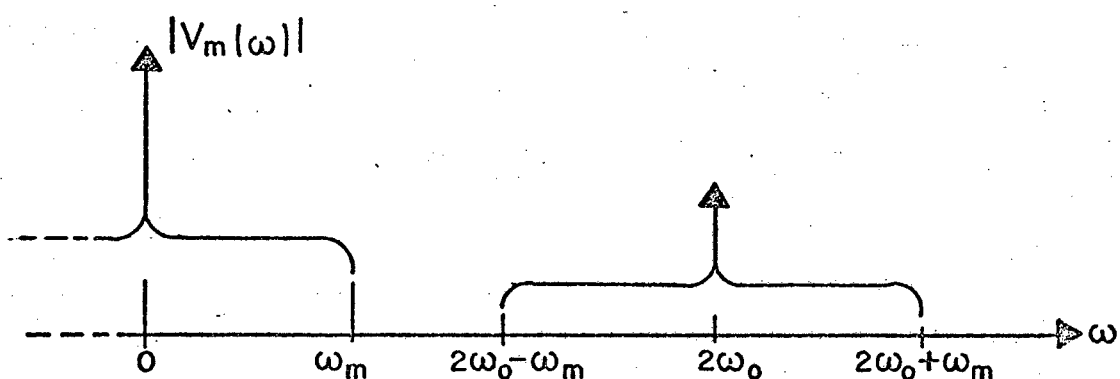


Fig. 7.2 - Espectro do $|V_m(\omega)| \times \omega$ para $g(t)$ com banda limitada em ω_m .

7.2.2. DETECÇÃO PELO VALOR MÉDIO

O diagrama em bloco, de um sistema de detecção da envolvente pelo valor médio para sinais de AM, é mostrado na Fig.7.3. Onde: $v_e(t)$ é um sinal de AM representado pela equação (7.1).

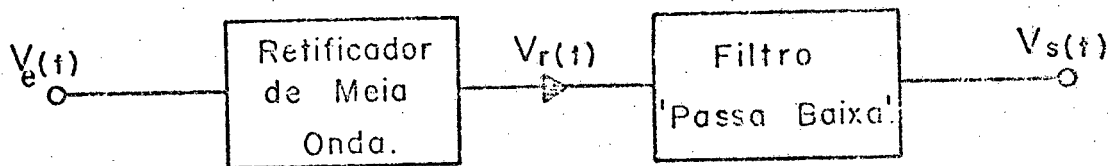


Fig. 7.3 - Diagrama de bloco do detector pelo valor médio.

Se a função de transferência do retificador de meia onda for dado por:

$$v_r = v_e \quad \text{para: } v_e > 0$$

$$v_r = 0 \quad \text{para: } v_e \leq 0$$

Pode-se escrever:

$$v_r(t) = g(t) \cdot (\cos \omega_0 t) \cdot S(t) \quad (7.6)$$

onde: $v_r(t)$ é a saída retificada em meia onda de $v_e(t)$ e $S(t)$ é uma função chaveamento com a condição de:

$$S(t) = 1 \quad \text{para: } \cos \omega_0 t > 0$$

$$S(t) = 0 \quad \text{para: } \cos \omega_0 t \leq 0$$

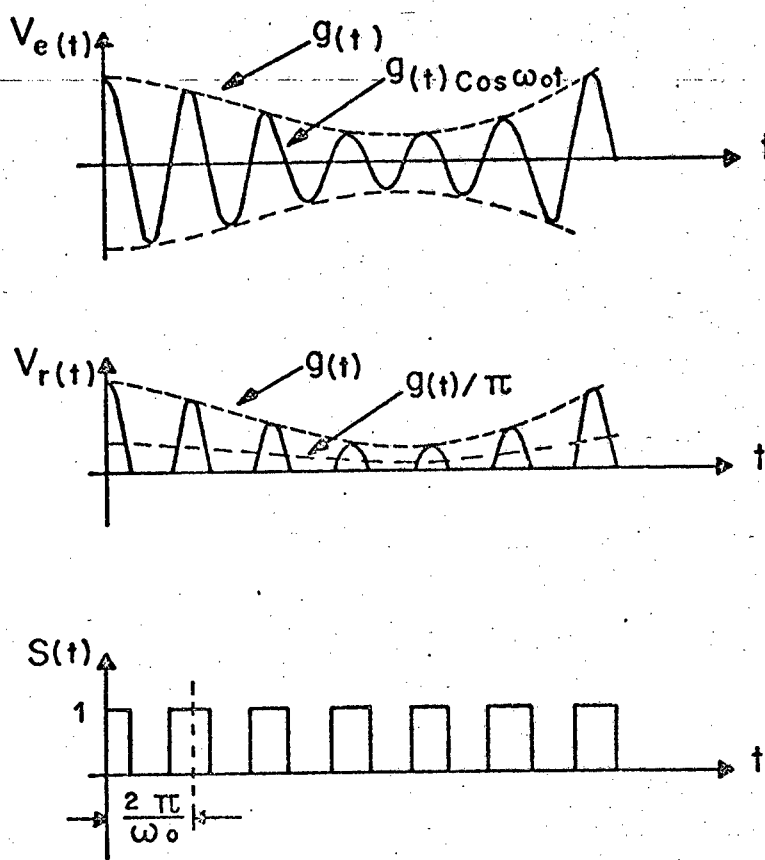


Fig. 7.4 - Gráficos de: $v_e(t)$, $v_r(t)$ e $S(t)$.

É intuitivo concluir que a extração do valor médio de $v_r(t)$ por meio de um filtro "passa baixa" fornecerá um sinal proporcional a $g(t)$. Para demonstrar, precisamente, que $S(t)$ é proporcional a $g(t)$ será expandida $S(t)$ em série de Fourier.

Portanto:

$$S(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_0 t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_0 t + \dots \quad (7.7)$$

Substituindo a equação (7.7) na equação (7.6) será obtido:

$$v_r(t) = \frac{g(t)}{2} \cos \omega_0 t + 2 \frac{g(t)}{\pi} \cos^2 \omega_0 t - 2 \frac{g(t)}{3\pi} \cos 3\omega_0 t \cdot \cos \omega_0 t \dots \quad (7.8)$$

ou ainda:

$$v_r(t) = \frac{g(t)}{\pi} + \frac{g(t)}{2} \cos \omega_0 t + \text{Harmônicos superiores do sinal de AM.}$$

Porém, se um filtro "passa baixa" for usado para remover as componentes de frequência de $v_r(t)$ centradas em ω_0 , $2\omega_0$, etc. será, então $v_s(t)$ dado por:

$$v_s(t) = \frac{g(t)}{\pi} * h_L(t) \quad (7.9)$$

onde: $h_L(t)$ é a resposta impulsiva do filtro "passa baixa".

Portanto, se a largura da banda do filtro "passa baixa" for suficientemente ampla para deixar passar $g(t)$ sem distorcer, então pode simplificar-se a equação (7.9) para a forma requerida:

$$v_s(t) = \frac{g(t)}{\pi} \cdot H_L(0) \quad (7.10)$$

onde, novamente, $H_L(j\omega)$ é a transformada de Fourier de $h_L(t)$.

Um gráfico do $|V_r(\omega)| \times \omega$, onde $V_r(\omega)$ é a transformada de Fourier de $v_r(t)$, para o caso, quando a banda de $g(t)$ é limitada em ω_m , está mostrado na Fig.7.5. É fácil notar que para separar o sinal desejado de saída do sinal centrado em ω_0 , a desigualdade $\omega_m < \frac{\omega_0}{2}$ deverá ser satisfeita, isto é, a máxima frequência da modulante deverá ser menor do que a metade da frequência da portadora. Se isto não ocorrer a detecção será impossível.

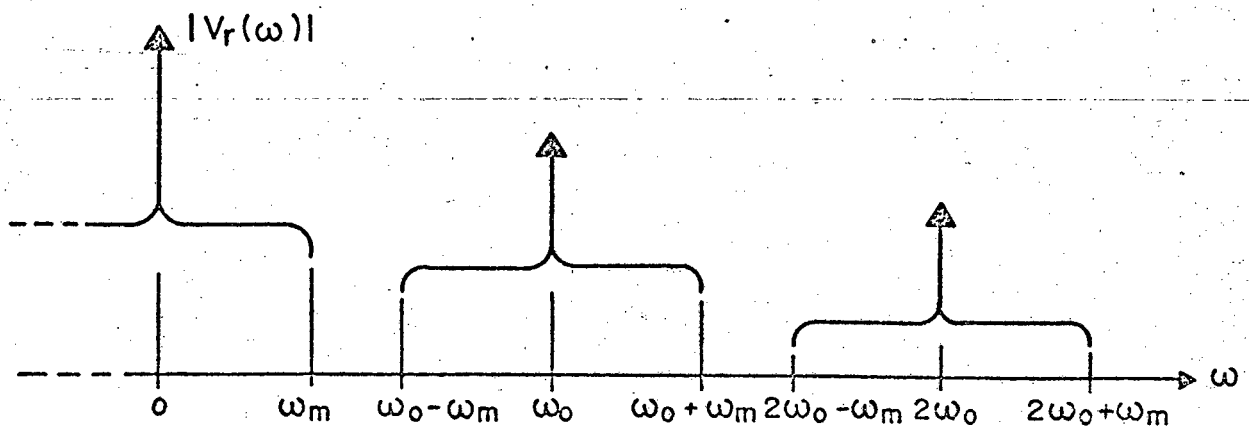


Fig. 7.5 - Espectro do $|V_r(\omega)| \times \omega$ para $g(t)$ com banda limitada em ω_m .

7.2.3 - DETECÇÃO PELO VALOR DE PICO:

Um detector ideal de envolvente pelo valor de pico, é um dispositivo que mostra o pico de cada ciclo da portadora, positivo ou negativo, e mantém este valor até ocorrer o próximo ciclo.

A Fig. 7.6 representa, graficamente, como é feita a detecção para um sinal modulado de entrada ($v_e(t)$) quando detectada sua envolvente por um detector ideal de pico.

É notório observar pela Fig. 7.6 que uma quantidade considerada de ondulação ("ripple") aparece no sinal de saída $v_s(t)$.

Isto somente não ocorrerá se a frequência da portadora for muitas vezes maior do que a máxima componente de frequência (ω_m) de $g(t)$. A menos que uma filtragem subsequente seja feita, o uso do detector de valor de pico será restrito, apenas, para situações onde houver separação muito grande entre ω_m e ω_0 .

Portanto, se existir uma grande separação entre ω_m e ω_0 é evidente que $v_s(t)$ se aproxime bastante de $g(t)$, para $g(t) \geq 0$.

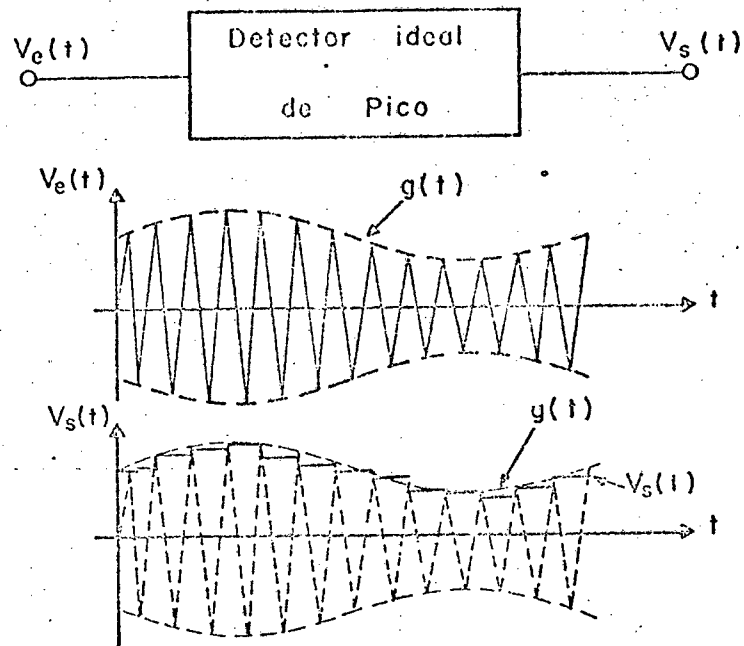


Fig. 7.6 - Detector ideal de pico.

Das três técnicas apresentadas para desmodulação de um sinal de AM, a mais conveniente, a ser adotada na elaboração deste projeto, é a detecção pelo valor médio. Isto em virtude das razões seguintes:

- a) sua simplicidade de implementação comparada com a detecção síncrona;
- b) sua fidelidade de recuperação do sinal modulante comparada com a detecção pelo valor de pico.

CAPÍTULO 8.

F I L T R O

Em obstetrícia, quase todas as investigações clínicas podem ser feitas pela ausculta, sem o uso de outros sistemas mais sofisticados de análise.

Na maior parte dos exames clínicos, um diagnóstico eficaz pode ser feito pela simples escuta do desvio "Doppler" de frequência.

Há que se levar em conta que, as mais importantes informações de frequência estão na faixa de 200 Hz a 1KHz. Porém, as componentes de frequência abaixo de 100 Hz, devido aos seus níveis relativamente maiores que as outras, ocultam as mais importantes frequências na faixa desejada [5].

A fim de solucionar este problema deverão ser filtradas, adequadamente, as componentes de frequência inferiores a 100 Hz, para, desta forma, destacar com mais ênfase a faixa de interesse.

Para realizar tal filtro, uma vez conhecida a quantidade de atenuação desejada, para as amplitudes das frequências inferiores a 100 Hz, deve-se também conhecer a forma do sinal que está se propondo filtrar. Caso este tenha a forma um tanto impulsiva, deve-se, na escolha do filtro, realizar um estudo a respeito de sua resposta impulsiva, a fim de que esta não venha deturpar o sinal filtrado.

Nesta implementação optou-se pelo uso do filtro

("passa alta") com polos reais devido, primeiramente, à sua alta insensibilidade com relação aos componentes usados para sua realização, e em segundo lugar o não compromisso com sua resposta impulsiva.

Como a frequência de corte do filtro deve ser em torno de 100 Hz, será usado um determinado filtro, com "n" polos reais nesta frequência, a fim de conseguir-se a atenuação desejada nas componentes de frequência que se deseja minimizar.

Portanto, a função de transferência do filtro ("passa alta") sugerido será do tipo:

$$H(S) = \frac{KS^n}{(S + \omega_a)^n} \quad (8.1)$$

onde: $H(S)$ é a função de transferência do filtro; K é o ganho das amplitudes das frequências não filtradas; ω_a é a frequência dos polos reais superpostos; "n" é a ordem do filtro.

Desta forma, pode-se calcular a ordem que deverá ter o referido filtro para determinada atenuação, em dada frequência:

Assim:

$$n = \frac{(A(\omega))_{dB}}{10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega_a}{\omega} \right)^2 \right]} \quad (8.2)$$

onde: $(A(\omega))_{dB}$ é a atenuação desejada na frequência ω .

C A P Í T U L O 9

P R O J E T O D O E Q U I P A M E N T O

9.1. INTRODUÇÃO:

O projeto do equipamento será realizado em quatro etapas distintas:

- 1) amplificador sintonizado, detector e C.A.G.;
- 2) filtro;
- 3) amplificador de áudio;
- 4) oscilador.

Reais precauções devem-se ter em vista quanto à entrada e saída das etapas, para que sejam compatíveis quando interligadas e se constituírem no equipamento.

O amplificador sintonizado deverá ter um determinado ganho, para que possa entregar uma potência desejada à entrada do detector. Quanto à saída do detector, além de excitar a entrada do filtro com os sinais, devido aos desvios "Doppler", será responsável, também, em comandar o ganho de potência do amplificador sintonizado, através do circuito de Controle Automático de Ganho (C.A.G.). A saída do filtro será conectada ao amplificador de audiodfrequência, o qual entregará a um alto-falante a potência especificada.

E, finalmente, o oscilador será responsável pela entrega, também, de uma determinada potência para o elemento piezoelétrico transmissor.

9.2. DETERMINAÇÃO DAS ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO DO AMPLIFICADOR SINTONIZADO:

9.2.1. DETERMINAÇÃO DO GANHO DE POTÊNCIA DO AMPLIFICADOR SINTONIZADO E DA FAIXA DE ATUAÇÃO DO C.A.G.

A potência entregue ao detector é expressa pela seguinte equação:

$$P_d = G_p \cdot G_{p_1} \cdot P_0 \quad (9.1)$$

Portanto:

$$G_p = \frac{P_d}{G_{p_1} \cdot P_0} \quad (9.2)$$

onde: G_p é o ganho de potência do amplificador sintonizado; G_{p_1} é o ganho de potência entre a potência ultra-sônica emitida e a potência ultra-sônica recebida; P_0 é a potência ultra-sônica emitida; P_d é a potência entregue na entrada do detector.

O principal problema na determinação de " G_p " é a estimativa de " G_{p_1} ", a qual é dependente das reflexões nas diversas fronteiras, representadas pelas diversas camadas (tabela 4.1) que o feixe ultra-sônico é forçado a atravessar em direção ao alvo (coração fetal), e das profundidades das mesmas.

Para verificar-se qual das fronteiras é a dominante na composição do ganho (G_{p_1}), usa-se a equação (3.16) de duzida no capítulo 3, e calcula-se G_{p_1} para cada fronteira, como se esta fosse a predominante. " G_{p_1} " calculado para cada fronteira

ra varia, dependendo da camada de gordura abdominal única suposta de espessura variável.

$$G_{p1k} \cong \alpha_{rk} \cdot \frac{S_{xk}}{S_A} \cdot A_{Tk} \quad (9.3)$$

onde: S_{xk} de acordo com a equação (4.10) do capítulo 4 é:

$$S_{xk} = 2 D (y - y_0) \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} ; \quad (9.4)$$

$S_A = D \cdot X_{\max}$; A_{Tk} (parcela devida à atenuação por absorção), será escrita por sua forma exponencial:

$$A_{Tk} = e^{-2f_0 (\bar{\alpha}_0 h_k + \alpha_g (y - h_k))} \quad (9.5)$$

Sendo: f_0 a frequência do sinal emitido; $\bar{\alpha}_0$ a constante média ponderada de atenuação das camadas até a fronteira refletora em questão, com exceção da camada de gordura variável; h_k é a espessura das camadas até a fronteira refletora em questão, excluindo a espessura da camada de gordura variável; α_g é o coeficiente médio de atenuação da camada de gordura; y é a distância do transdutor até a fronteira refletora em questão.

Reunindo as equações (9.3), (9.4) e (9.5) vem:

$$G_{p1k} = \alpha_{rk} \cdot \frac{2(y - y_0) \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}}{X_{\max}} \cdot e^{-2f_0 (\bar{\alpha}_0 h_k + \alpha_g (y - h_k))} \quad (9.6)$$

Na tabela 4.1 do capítulo 4, encontram-se as principais camadas com suas espessuras aproximadas. Desta forma ficaram conhecidas as fronteiras refletoras:

Fronteiras Refletoras	Especificação	α_{rk} [dB]	h_k [cm]	$\bar{\alpha}_0$
1	gordura/músculo	20	0,4	0,46
2	músculo/parede uterina	32	1,9	0,7
3	parede uterina/gordura	20	2,9	0,6
4	gordura/músculo	20	3,9	0,48
5	músculo/çoração fetal	32	4,7	0,53
6	çoração fetal/sangue	31	5,1	0,52

T A B E L A - 9.1

Os valores do coeficiente de intensidade de reflexão da k -ésima fronteira (α_{rk}), e da constante de atenuação (α_0), são tabulados por Wells [5]. E o h_k é determinado a partir das espessuras das camadas apresentadas na tabela - 4.1.

Como a espessura da camada de gordura pode variar de 1,5 a 8 cm, conforme tabela - 4.1, pode-se determinar vários conjuntos de valores de " G_{p_1} " para cada fronteira refletora, que são agora, apresentados na forma de um gráfico. Cada curva do gráfico representará o ganho de potência (G_{p_1}) para determinada fronteira em função da espessura da camada de gordura variável. A Fig. 9.1 apresenta a equação (9.6) para cada fronteira da ta

bela 9.1, representada ponto a ponto em função da camada de gordura variável.

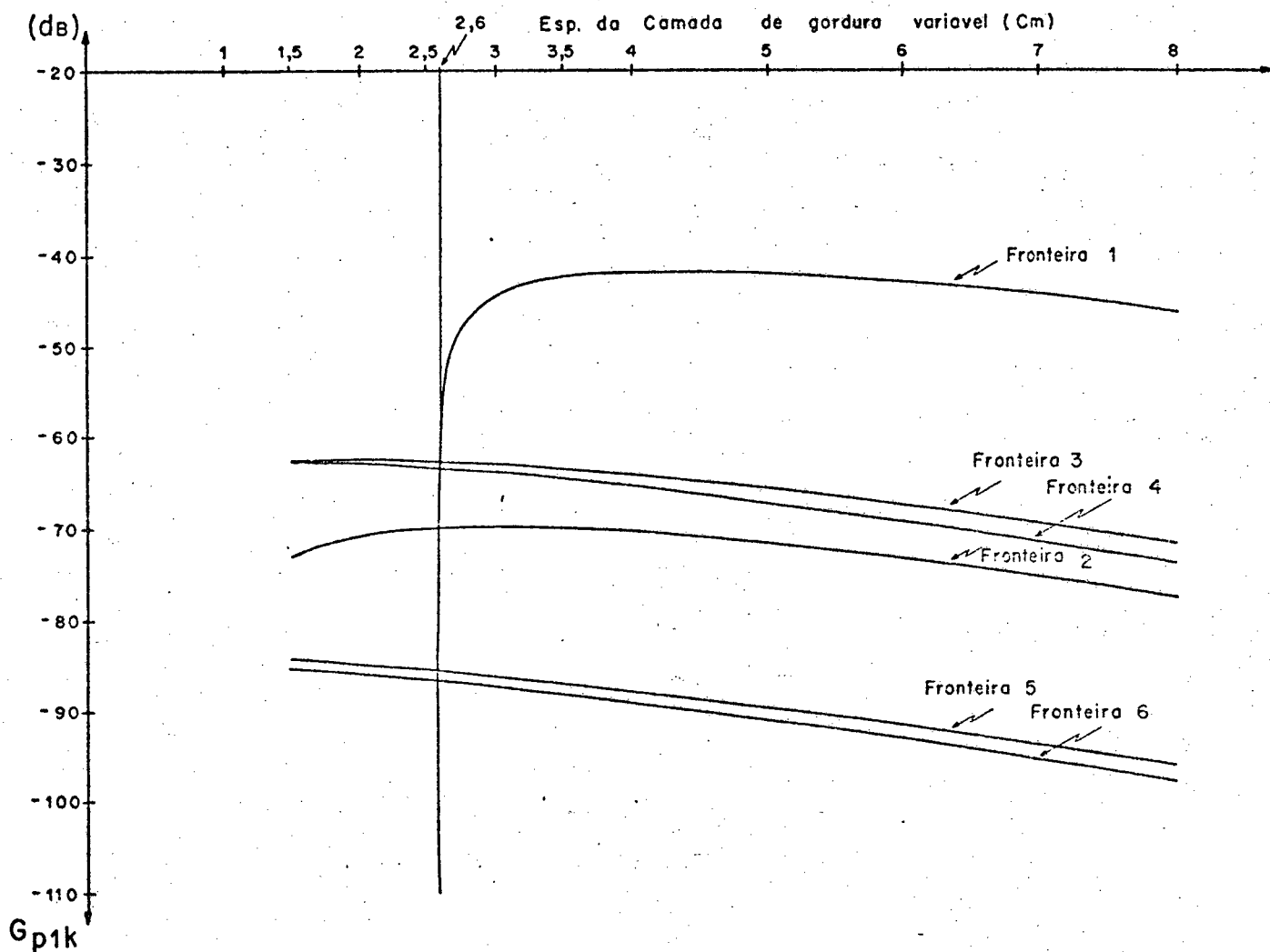


Fig.9.1 - Curvas dos ganhos de potência para uma determinada fronteira em função da espessura da camada de gordura variável.

Analisando a Fig.9.1, observa-se que, para espessuras da camada de gordura acima de 2,6 cm, a reflexão dominante é a da fronteira 1 (gordura da região abdominal/músculo da região abdominal, na gestante) pois o " G_{p_1} " desta fronteira está, pelo menos, 20 dB acima de qualquer outra. Para espessura da camada de gordura inferior a 2,6 cm e até 1,5 cm (mínimo), há uma contribuição semelhante devido às fronteiras 3 e 4. É interessante observar que a brusca ausência de contribuição da fronteira 1 para espessuras da camada de gordura de valor inferior a, aproximadamente, 2,6 cm deve-se ao fato de nestas profundidades não haver intersecção entre o feixe ultra-sônico emitido e aquele feixe que atinge o receptor. Esta situação seria representada na Fig. 4.5 (capítulo 4) pela posição da fronteira 1 em profundidades inferiores a y_0 , não sendo atingida pela superposição de áreas calculadas pela equação 4.10.

9.2.2. DETERMINAÇÃO NUMÉRICA DO GANHO DE POTÊNCIA DO AMPLIFICADOR SINTONIZADO.

Para desmodulação AM o valor usual de potência que se costuma entregar ao detector é 0,5 mW. A potência elétrica entregue ao cristal transmissor tem implicações de segurança para o usuário. Valores acima de 200 mW/cm^2 não são aconselhados [11]. Como a área útil do cristal transmissor é de $1,9 \text{ cm}^2$, optou-se por entregar uma potência de 25 mW o que corresponde a $13,2 \text{ mW/cm}^2$ dentro dos padrões de segurança recomendados.

Extraindo do gráfico da Fig.9.1 o valor de G_{p_1} máximo, dado pela curva 1, obtém-se um valor mínimo para o ganho

de potência do amplificador sintonizado.

Assim tem-se em dB:

$$(G_{pmin})_{dB} = 10 \log P_d - 10 \log G_{p1,1max} - 10 \log P_0 \quad (9.7)$$

ou, para $P_d = 0,5 \text{ mW}$, $P_0 = 25 \text{ mW}$ e $(G_{p1,1})_{dB} = -41,8 \text{ dB}$ (Fig. 9.1, fronteira-1)

Obtém-se:

$$(G_{pmin})_{dB} \cong 25 \text{ dB}$$

Como a variação da camada de gordura é de 1,5 a 8 cm, deve determinar-se um ganho para o amplificador sintonizado, que em qualquer situação procure satisfazer à potência entregue ao detector. Desta forma toma-se como base, novamente, o gráfico da Fig. 9.1, e extrai-se um valor mínimo para G_{p1} , dado pela curva 3, que vale $-62,8 \text{ dB}$ e é obtido para a espessura da camada de gordura de 2,6 cm.

Usando a equação (9.7) com G_{p1min} em lugar de G_{p1max} , vem:

$$(G_{pmax})_{dB} = 10 \log P_d - 10 \log G_{p1,3min} - 10 \log P_0 \quad (9.8)$$

Para $P_d = 0,5 \text{ mW}$, $P_0 = 25 \text{ mW}$ e $(G_{p1,3})_{dB} = -62,8 \text{ dB}$, obtém-se:

$$(G_{pmax})_{dB} \cong 46 \text{ dB}$$

Os valores de G_{pmax} e G_{pmin} obtidos são os valores

teóricos dentro das aproximações efetuadas no capítulo 3. No entanto é necessário reconhecer que certa folga de ganho deve ser incluída, pois várias outras perdas de ganho existem e não foram consideradas, dentre as quais citam-se: a rugosidade das fronteiras de reflexão, forçando a existência de espalhamento além da reflexão do feixe ultra-sônico nas camadas; as espessuras adotadas são apenas valores médios; o campo ultra-sônico não é uniformemente distribuído, dispersão que se acentua com o aumento da profundidade; o modelo teórico adotado é aproximado mesmo entre os fenômenos que neles são incluídos. De um modo geral, a incerteza no ganho aumenta com a profundidade do alvo. Por esta razão será adicionada uma folga em " $(G_{pmin})_{dB}$ " entre 5 e 10 dB e uma folga em " $(G_{pmax})_{dB}$ " entre 15 e 20 dB. Deste modo adotar-se-á:

$$(G_{pmin})_{dB} = 33 \text{ dB} \quad \text{e} \quad (G_{pmax})_{dB} = 63 \text{ dB}$$

O ganho variável é necessário na ausculta das pacientes, levando-se em conta a máxima e a mínima obesidade. A fim de que o amplificador, automaticamente, ajuste o ganho ao valor necessário, será incluído no seu projeto um Controle Automático de Ganho com faixa de atuação de 30 dB, isto é, $((G_{pmax})_{dB} - (G_{pmin})_{dB})$.

9.2.3. DETERMINAÇÃO DA BANDA PASSANTE DO AMPLIFICADOR SINTONIZADO.

Para determinar a necessária banda passante do amplificador sintonizado, usou-se a própria especificação do elemento piezelétrico que será usado no equipamento.

O transdutor (cristal piezelétrico) disponível no

Mercado Nacional e o que mais se adapta às necessidades do projeto é o zirconato/titanato de chumbo, com a frequência de ressonância (f_0) de 2 MHz e de tolerância $\pm 10\%$.

Se for usada como banda passante a própria tolerância do cristal piezelétrico, fornecida pelo fabricante, será acomodado perfeitamente todo o espectro de frequência do sinal de interesse (desvio "Doppler").

Portanto: $\Delta f = 400 \text{ KHz}$.

9.2.4. DETERMINAÇÃO DO NÚMERO DE ESTÁGIOS:

Outra especificação importante no projeto é a determinação do número de estágios. Para obtê-la pode-se usar a técnica apresentada no item 4 do capítulo 5.

Tal técnica acha-se representada na forma de um fluxograma que fornece, simultaneamente, a corrente mínima e o número de estágios necessários para suprir determinado ganho.

Usando esta técnica aplicada a um transistor comercial do tipo BF 494, para valores de correntes quiescentes sugeridos pelo fabricante, e fazendo as iterações previstas pelo fluxograma apresentado na Fig. 5.4, obtêm-se as seguintes tabelas:

Número de estágios $N = 1$	Fator de estabilidade $\rho = 2,5$	$I_{CQa} = 1\text{mA}$	$((g_{\text{max}})^1)_{\text{dB}} \cong 33,5\text{dB}$
		$I_{CQb} = 3\text{mA}$	$((g_{\text{max}})^1)_{\text{dB}} \cong 37,6\text{dB}$
		$I_{CQc} = 5\text{mA}$	$((g_{\text{max}})^1)_{\text{dB}} \cong 39\text{dB}$

TABELA - 9.2

Número de estágios $N = 2$	Fator de estabilidade $\rho = 5$	$I_{CQa} = 1\text{mA}$	$((g_{\text{max}})^2)_{\text{dB}} \cong 61\text{dB}$
		$I_{CQb} = 3\text{mA}$	$((g_{\text{max}})^2)_{\text{dB}} \cong 69\text{dB}$
		$I_{CQc} = 5\text{mA}$	$((g_{\text{max}})^2)_{\text{dB}} \cong 72\text{dB}$

TABELA - 9.3

Como o ganho de potência previsto para o amplificador sintonizado é de 63 dB, nota-se que este ganho pode ser conseguido para a condição de dois estágios com fator de estabiliz

dade fixo igual a 5 e corrente quiescente de 3mA, conforme está demonstrado na tabela - 9.3.

Como garantia para conseguir-se no projeto o requerido ganho sem necessidade, por exemplo, de adicionais adaptações de impedâncias, usou-se um passo a mais na corrente quiescente. Conseqüentemente este incremento na corrente quiescente não adiciona novos custos ao projeto.

Portanto, para este projeto:

- a) - Corrente quiescente, para ambos os estágios
 $(I_{CQ}) = 5\text{mA};$
- b) - Número de estágios $(N) = 2$
- c) - Fator de estabilidade $(\rho) = 5$ (conforme tabela 5.1)

9.2.5. RESUMO DAS ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO DO AMPLIFICADOR SINTONIZADO:

- a) - Frequência central de sintonia:

$$f_0 = 2\text{MHz}$$

- b) - Banda passante:

$$\Delta f = 400\text{KHz}$$

- c) - Ganho de potência:

$$(G_p)_{\text{dB}} = 63 \text{ dB}$$

- d) - Atuação do C.A.G.:

$$(\Delta G_p)_{\text{dB}} = 30 \text{ dB}$$

e) - Potência entregue à entrada do detector:

$$P_d = 0,5\text{mW}$$

f) - Sintonia simples e síncrona.

g) - Acoplamento por divisor capacitivo.

h) - Número de estágios:

$$N = 2$$

i) - Correntes quiescentes dos estágios para $(G_p)_{\text{dB}} = 63\text{dB}$:

$$I_{CQ1} = 5\text{mA}$$

$$I_{CQ2} = 5\text{mA}$$

Com base nas especificações apresentadas inicia-se o projeto da 1^a etapa do equipamento.

9.3. PRIMEIRA ETAPA:

A primeira etapa do equipamento é formada pelo amplificador sintonizado, detector e controle automático de ganho.

O amplificador será composto por dois estágios, sendo que o primeiro estágio trabalhará com um ganho de potência variável, comandado pelo C.A.G. e o segundo estágio, com um ganho de potência constante.

O diagrama em bloco desta etapa é mostrado na Fig. 9.2.

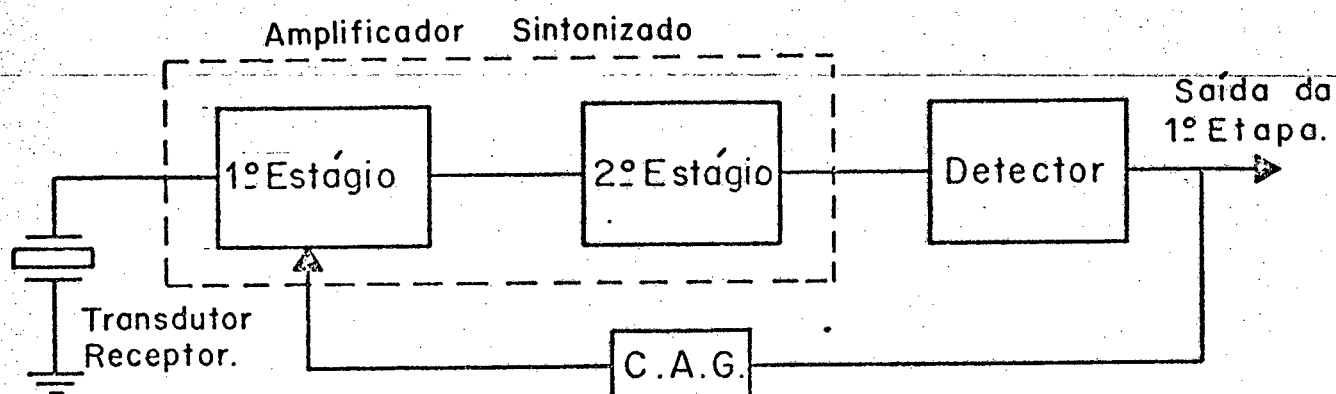


Fig. 9.2 - Diagrama em bloco da 1ª etapa.

9.3.1. PROJETO DO DETECTOR:

Inicia-se esta etapa pelo projeto do detector. O desmodulador proposto para o projeto será um detector pelo valor médio.

O circuito proposto para este detector tem a seguinte topologia:

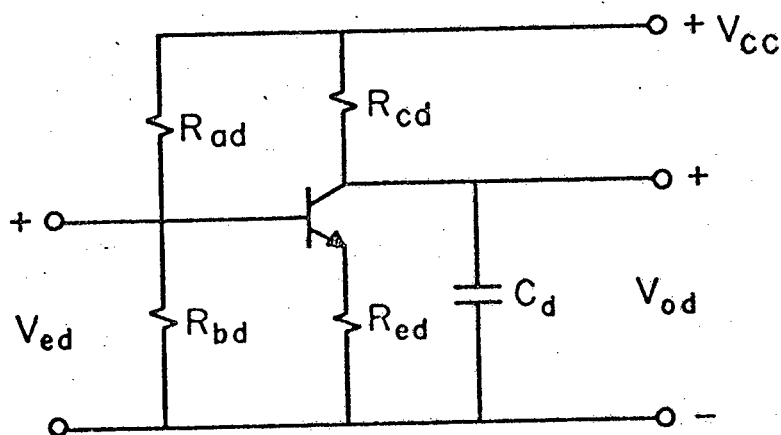


Fig. 9.3 - Circuito do detector pelo valor médio.

A detecção será feita no diodo base-emissor do transistor, para isto o referido diodo deverá ser polarizado no limiar da condução. Uma característica importante é que o detector apresente uma impedância de entrada constante. Como a intenção é construir um equipamento portátil, optou-se pela tensão de alimentação de 9 volts, porque este valor de tensão pode ser suprido facilmente por uma adequada bateria.

O transistor usado foi um transistor de áudio comum, de baixo ruído, do tipo BC 550. Para o transistor integrante do detector adotou-se a corrente quiescente de 1mA.

Quanto à característica de entrada que o detector deve apresentar, é que a sua impedância seja constante. Como:

$$Z_e = (R_{ad} // R_{bd}) // [h_{ie} + (\beta + 1) R_{ed}] \quad (9.9)$$

Para que Z_e seja constante:

$$(R_{ad} // R_{bd}) \ll [h_{ie} + (\beta + 1) R_{ed}] \quad (9.10)$$

Desta forma, adotou-se: $(R_{ad} // R_{bd}) = 1K\Omega$, tal valor satisfaz com segurança a desigualdade anterior para o valor de $R_{ed} = 0,1K\Omega$.

Assim, calcula-se o valor de R_{ad} e R_{bd} , para manter o diodo base-emissor do transistor no limiar da condução, portanto: $R_{ad} = 12K\Omega$ e $R_{bd} = 1,1K\Omega$.

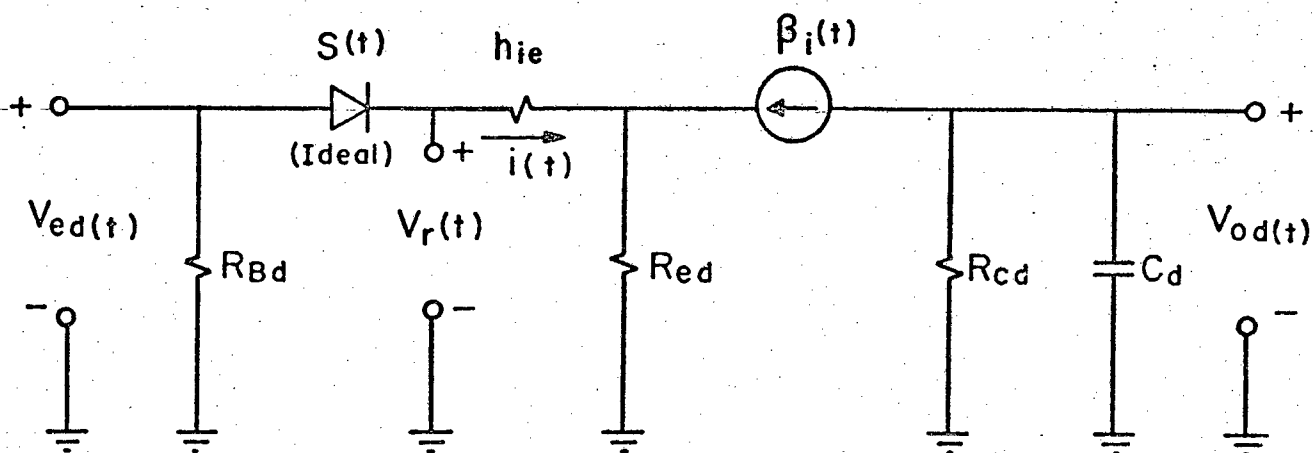


Fig. 9.4 - Circuito equivalente do detector pelo valor médio.

No circuito da Fig. 9.4, a tensão de entrada é:

$$v_{ed}(t) = g(t) \cos \omega_0 t$$

ou seja um sinal AM.

Conforme foi visto no item 2.2 do capítulo 7, a retificação de meia onda da tensão de entrada será:

$$v_r(t) = \frac{g(t)}{\pi} + \frac{g(t)}{2} \cos \omega_0 t + \text{harmônicos superiores do sinal de AM.} \quad (9.11)$$

Assim:

$$i(t) = \frac{v_r(t)}{[h_{ie} + (\beta + 1) R_{ed}]} \quad (9.12)$$

E a tensão de saída será:

$$v_{od}(t) = - \frac{\beta \cdot g(t)}{\pi [h_{ie} + (\beta + 1)R_{ed}]} \cdot H_L(0) \quad (9.13)$$

onde:

$$H_L(j\omega) = \frac{R_{cd}}{1 + j\omega C_d R_{cd}} \quad (9.14)$$

Portanto:

$$v_{od}(t) = \frac{-\beta R_{cd}}{\pi [h_{ie} + (\beta + 1)R_{ed}]} \cdot g(t) \quad (9.15)$$

Desta forma pode-se determinar os componentes do filtro R_{cd} e C_d . Para tanto, admite-se, conforme foi visto no item 2.2 do capítulo 7, que:

$$\frac{\omega_0}{2} \gg \omega_m$$

Se for adotado $\omega_m = 20\pi \text{Krd/s}$ e $R_{cd} = 1\text{K}\Omega$, obtém-se:

$$C_d = \frac{1}{\omega_m R_{cd}} \cong 16 \text{ KpF} \quad (9.16)$$

E também obtém-se:

para $\beta = 200$; $R_{cd} = 1\text{K}\Omega$; $h_{ie} \cong 5\text{K}\Omega$; $R_{ed} = 0,1\text{K}\Omega$.

$$v_{od}(t) = - 2,55g(t) \quad (9.17)$$

Antes de iniciar-se o projeto dos estágios do amplificador sintonizado, será feito um estudo preliminar da disponibilidade de ganho em função de:

- a) - determinado fator de estabilidade;
- b) - determinado ponto de operação;
- c) - requeridas condutâncias de entrada e saída de cada estágio;
- d) - mínimo valor da capacitância equivalente da estrutura sintonizada.

9.3.2. CÁLCULO PRELIMINAR DO AMPLIFICADOR SINTONIZADO:

- a) - Ganho de potência do 1º estágio:

$$G_1 = \frac{|y_{fe1}|^2}{G_1 G'_2} \quad (9.18)$$

onde:

$$G_1 = g_e + g_{ie1} + g_{B1} \quad (9.19)$$

Sendo: G_1 : total condutância de entrada do 1º estágio;

g_e : condutância de entrada do elemento piezelétrico;

g_{ie1} : condutância de entrada do elemento ativo;

g_{B1} : condutância equivalente da entrada do elemento ativo, devido à rede de polarização do 1º estágio;

e na equação (9.18), G_1 é o ganho de potência do 1º estágio;

y_{fe1} é a transadmitância direta do elemento ativo do 1º estágio;

G'_2 é a total condutância de saída do 1º estágio.

Do apêndice 7, obtêm-se: $g_e \cong 39 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega$
 e do apêndice 5: $g_{ie} \cong 1,15 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega$

Como:

$$g_{B_1} \ll g_{ie_1}$$

então:

$$G_1 \cong g_e + g_{ie_1} \quad (9.20)$$

para $g_e = 39 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega$ e $g_{ie_1} = 1,15 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega$

tem-se: $G_1 \cong 40,4 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega$

Do item 4 do capítulo 5, tem-se a equação (5.48) adaptada ao 1º estágio:

$$G_{1\max} = \frac{2|Y_{fe1}|^2}{\rho_1 |Y_{fe1} \cdot Y_{re1}| (1 + \cos\theta)} \quad (9.21)$$

Portanto:

$$G_1 \leq \frac{2|Y_{fe1}|^2}{\rho_1 |Y_{fe1} \cdot Y_{re1}| (1 + \cos\theta)} \quad (9.22)$$

Para $\rho_1 = 5$ (valor suficiente para uma garantida estabilidade);
 Y_{fe} , Y_{re} e $\cos \theta$ extraídos do apêndice 5, onde: $Y_{fe} = 123 \text{ m}\Omega$;
 $Y_{re} = -j12,57 \text{ } \mu\Omega$; $\cos \theta = 0$.

Assim, obtêm-se: $G_1 \leq 3914$

Assim, chegou-se a uma restrição para a determinação de G'_2 ou seja:

$$G'_2 \geq \frac{|Y_{fe1}|^2}{G_1 \cdot G_{1max}} \quad (9.23)$$

e dessa forma,

para $Y_{fe1} = 123m\Omega$; $G_1 = 40,4m\Omega$; $G_{1max} = 3914$;

obtem-se: $G'_2 \geq 95,68 \cdot 10^{-6}\Omega$

Outra restrição para G'_2 é que:

$$G'_2 \geq \frac{C'_{eq2min} \cdot \omega_0}{Q_i} \quad (9.24)$$

Esta restrição é necessária para garantir um valor mínimo de C'_{eq2} (capacitor de sintonia do 1º estágio).

Portanto, adotando-se um valor mínimo para C'_{eq2} tem-se: $C'_{eq2min} = 120pF$.

Partindo-se da banda passante desejada (Δf) do amplificador sintonizado, pode calcular-se o fator de qualidade de cada estrutura sintonizada (Q_i):

No item 3 do capítulo 5 constata-se que:

$$\Delta f_i = \Delta f (2^{1/n} - 1)^{-1/2} \quad (9.25)$$

Como o número de estruturas sintonizadas será $n = 2$ para: $\Delta f = 400KHz$; $\Delta f_i \cong 622KHz$; $f_0 = 2MHz$;

$$\text{sendo: } Q_i = \frac{f_0}{\Delta f_i} \quad (9.26)$$

tem-se: $Q_1 \approx 3,22$

e para $Q_1 = 3,22$; $\omega_0 \approx 12,57 \text{ Mrd/s}$ e $C'_{eq2min} = 120 \text{ pF}$

tem-se: $G'_2 \geq 468,45 \cdot 10^{-6} \text{ S}$

Comparando as inequações (9.23) e (9.24), observa-se que a mais restritiva é a (9.24) e dessa forma adota-se :
 $G'_2 = 500 \cdot 10^{-6} \text{ S}$.

Conseqüentemente o ganho disponível deste estágio será:

$$G_1 = 749$$

ou

$$(G_1)_{dB} = 28,7 \text{ dB}$$

b) - Ganho de potência do 2º estágio:

$$G_2 = \frac{|Y_{fe2}|^2}{G'_3 \cdot G_2} \quad (9.27)$$

onde:

$$G_2 = \frac{G'_2}{(N_{21,2})^2} \quad (9.28)$$

Sendo: G_2 : total condutância de entrada do 2º estágio;

$N_{21,2}$: relação de transformação devido ao divisor capacitivo no acoplamento do 1º com o 2º estágio;

e na equação (9.27), G_2 é o ganho de potência do 2º estágio;

Y_{fe2} é a transadmitância direta do elemento ativo do 2º estágio;

G'_3 é a total condutância de saída do 2º estágio.

Escrevendo uma equação semelhante a (9.22), porém adaptada ao 2º estágio, tem-se:

$$G_2 \leq \frac{2|Y_{fe2}|^2}{\rho_2 |Y_{fe2} \cdot Y_{re2}| (1 + \cos\theta)} \quad (9.29)$$

Admitindo-se, novamente, $\rho_2 = 5$ (valor suficiente para uma garantida estabilidade); Y_{fe} , Y_{re} , $\cos \theta$, extraídos do apêndice 5,

onde: $Y_{fe} = 123m\Omega$; $Y_{re} = -j12,57\mu\Omega$; $\cos \theta \cong 0$.

Obtém-se:

$$G_2 \leq 3914$$

Assim, chega-se também a uma restrição para a determinação de G'_3 , ou seja:

$$G'_3 \geq \frac{|Y_{fe2}|^2 (N_{21,2})^2}{G'_2 \cdot G_{2max}} \quad (9.30)$$

Assim, para $Y_{fe2} = 123m\Omega$; $G'_2 = 468,45\mu\Omega$; $G_{2max} = 3914$

$$G'_3 \geq 7,73 \cdot 10^{-3} (N_{21,2})^2 \quad (9.31)$$

Outra restrição é a inequação (9.24) adaptada ao 2º estágio:

$$G'_3 \geq \frac{C'_{eq3min} \cdot \omega_0}{Q_i} \quad (9.32)$$

Esta restrição é necessária para garantir um valor mínimo de C'_{eq3} (capacitor de sintonia do 2º estágio).

Assim, adotando-se um valor mínimo para C'_{eq3} , tem-se:

$$C'_{eq3} = 120 \text{ pF}$$

E com $Q_i \approx 3,22$; $\omega_0 = 12,57 \text{ Mrd/s}$, obtém-se:

$$G'_3 \geq 468,45 \cdot 10^{-6} \text{ U}$$

Porém, se for adotado $G'_3 = 500 \cdot 10^{-6} \text{ U}$, o que satisfaz a inequação (9.32) pode-se achar numa restrição a partir da inequação (9.31) para determinar $N_{21,2}$.

$$\text{Portanto: } N_{21,2} \leq 0,254328$$

Conseqüentemente o ganho disponível deste estágio será:

$$G_2 = 3914$$

ou

$$(G_2)_{\text{dB}} = 35,9 \text{ dB}$$

9.3.3. PROJETO DO 2º ESTÁGIO DO AMPLIFICADOR SINTONIZADO:

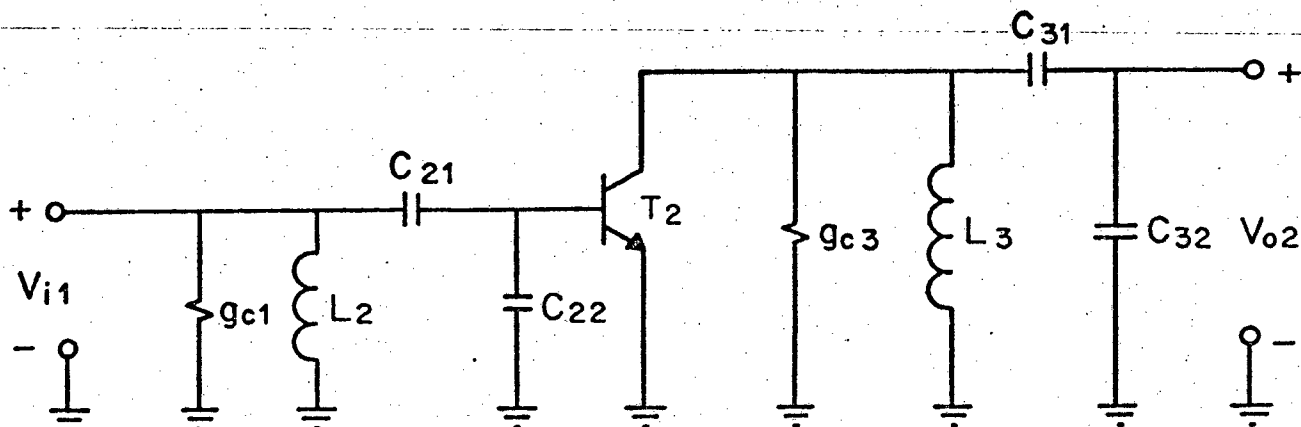


Fig.9.5 - Circuito básico do 2º estágio do amplificador de R.F.

Como a potência na entrada do detector foi considerada igual a 0,5mW, deve determinar-se o ponto de operação do 2º estágio, para que sua saída possa fornecer aquela desejada potência isenta de corte ou saturação.

9.3.3.a. PONTO DE OPERAÇÃO DO 2º ESTÁGIO:

Do apêndice 4, obtêm-se:

$$I_{CQmin} \geq \frac{8}{3} \sqrt{P'_{gdmax} \cdot G'_3} \quad (9.33)$$

$$V_{CEKmin} \geq V_{CEK} + \frac{3}{4} \frac{I_{CQmin}}{G'_3} \quad (9.34)$$

Portanto, para G'_3 (condutância total de saída do 2º estágio na sintonia) igual a $0,5 \cdot 10^{-3} \Omega$; P'_{gd} (potência que é entregue ao detector, referida ao coletor do 2º estágio) igual a 0,5mW, obtêm-se:

$$I_{CQmin} \geq 1,33mA$$

E para $V_{CEK} = 0,5V$, obtêm-se:

$$V_{CEQmin} \geq 2,5V$$

Assim, para satisfazer a condição de obtenção de ganho já calculada, $I_{CQ2} = 5mA$ o que satisfaz a inequação proposta anteriormente, e usa-se $V_{CE2} = 5V$, que também satisfaz sua requerida inequação.

9.3.4. CÁLCULO DO ACOPLAMENTO ENTRE O 2º ESTÁGIO E O DETECTOR:

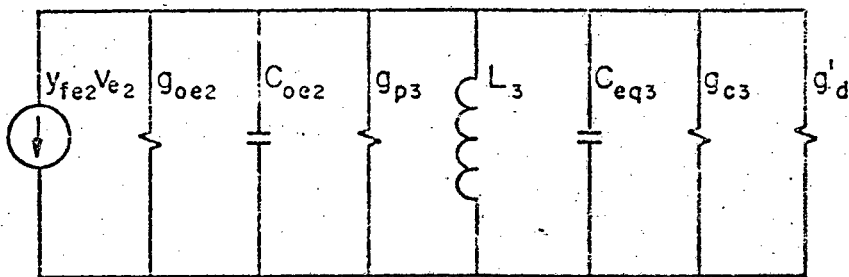


Fig.9.6 - Circuito equivalente da saída do 2º estágio.

Partindo-se do fator de qualidade de cada estrutura sintonizada (Q_i) pode determinar-se o valor de L_3 e C'_{eq3} .

Assim, da equação (9.26), obtêm-se:

para: $f_0 = 2MHz$ e $\Delta f_i = 622KHz$

$$Q_i = 3,22$$

Como:

$$L_3 = \frac{1}{\omega_0 G'_3 Q_i} \quad (9.35)$$

para $\omega_0 = 12,57Mrd/s$; $G'_3 = 0,5m\Omega$; $Q_i \cong 3,22$

Tem-se: $L_3 \cong 50\mu\text{H}$

Sendo:

$$C'_{eq3} = C_{oe2} + C_{eq3} \quad (9.36)$$

então:

$$C'_{eq3} = \frac{G'_3 \cdot Q_i}{\omega_0} \quad (9.37)$$

para: $G'_3 = 0,5\text{m}\Omega$; $Q_i = 3,22$; $\omega_0 = 12,57\text{Mrd/s}$

obtém-se:

$$C'_{eq3} \cong 128\text{pF}$$

Como no apêndice 5, $C_{oe} \cong 2\text{pF}$

$$C_{eq3} \cong 126\text{pF}$$

Medidas de laboratório forneceram o fator de qualidade (q_3) da bobina L_3 para $f_0 = 2\text{MHz}$.

Assim: $q_3 \cong 15$

Como:

$$\frac{1}{q_3 \cdot \omega_0 \cdot L_3} = g_{p3} \quad (9.38)$$

para: $q_3 = 15$; $\omega_0 = 12,57\text{Mrd/s}$; $L_3 = 50\mu\text{H}$

$$g_{p3} \cong 0,11\text{m}\Omega$$

Na ressonância a carga do coletor do 2º estágio se
rá:

$$G'_3 = g_{oe2} + g_{p3} + g_{c3} + g'_d \quad (9.39)$$

Portanto:

$$g'_d = G'_3 - g_{oe2} - g_{p3} - g_{c3} \quad (9.40)$$

Extraíndo-se do apêndice 4, $g_{oe} = 26,3 \mu\Omega$; e para :
 $G'_3 = 0,5 m\Omega$; $g_{p3} = 0,11 m\Omega$, tem-se:

$$g'_d \cong 3,64 \cdot 10^{-4} \Omega - g_{c3}$$

Adotando-se: $g_{c3} = 0$

Obtém-se: $g'_d \cong 364 \mu\Omega$

Assim, pode calcular-se a relação de transformação' que deverá ter o acoplamento entre o coletor do 2º estágio e de
tector, portanto:

$$g'_d = g_d (N_{2,1,3})^2 \quad (9.41)$$

onde: $g_d = \frac{1}{Z_{ed}}$ (para Z_{ed} igual a impedância de entrada do de
tector);

$N_{2,1,3}$: relação de transformação do divisor capacitivo, en
tre o 2º estágio e detector.

Desta forma:

$$(N_{21,3})^2 = g'_d \cdot Z_{ed} \quad (9.42)$$

Assim, para:

$$g'_d = 364 \mu\text{S} \text{ e } Z_{ed} = 1 \text{K}\Omega$$

Obtém-se:

$$(N_{21,3})^2 \cong 0,364$$

Daí, tem-se:

$$N_{21,3} \cong 0,603 \text{ e } N_{12,3} \cong 1,658$$

Conhecidos a relação de transformação do divisor capacitivo e seu necessário capacitor equivalente, com o auxílio do apêndice 3, obtém-se:

$$C_{23} = C_{eq3} \cdot N_{12,3} \quad (9.43)$$

$$C_{13} = \frac{C_{23}}{N_{12,3} - 1} \quad (9.44)$$

assim, para $C_{eq3} = 126 \text{pF}$; $N_{12,3} = 1,658$

Obtém-se:

$$C_{23} \cong 210 \text{pF} \text{ e } C_{13} \cong 318 \text{pF}$$

O valor de C_{23} usado deve ser ainda deduzido do valor do capacitor de entrada apresentado pelo circuito do detector (Fig. 9.3).

Portanto, calcula-se a seguir o capacitor de entrada apresentado pelo circuito do detector, e assim, do apêndice 6, extrai-se:

$$C_{ed} = C_{\mu d} + \frac{C_{\pi d}}{(1 + g_{md} \cdot R_{ed})} \quad (9.45)$$

então para $C_{\mu d} = 3\text{pF}$; $C_{\pi d} = 50\text{pF}$; $g_{md} = 40\text{mS}$; $R_{ed} = 0,1\text{K}\Omega$

Obtém-se:

$$C_{ed} \cong 13\text{pF}$$

Porém, como $C_{ed} \ll C_{23}$, pode-se usar o valor de C_{23} já calculado, ou seja:

$$C_{23} \cong 210\text{pF}$$

Como foi visto no apêndice 6 a equivalência do circuito do divisor capacitivo, para a forma equacionada, anteriormente, só será válida se obedecer à seguinte restrição:

$$[\omega_0 (C_{13} + C_{23})]^2 \gg g_d^2 \quad (9.46)$$

Assim, verifica-se a equivalência

$$44 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega^2 \gg 10^{-6} \text{ } \Omega^2$$

9.3.5. CÁLCULO DO GANHO DE POTÊNCIA ENTRE O 2º ESTÁGIO E O DETECTOR.

Do apêndice 4, tem-se:

$$G_3 = \frac{g'_d}{G'_3} \quad (9.47)$$

Portanto, para $g'_d = 364 \mu\text{V}$; $G'_3 = 0,5 \text{mV}$

Obtêm-se:

$$G_3 \cong 0,728 \quad \text{ou} \quad (G_3)_{\text{dB}} \cong -1,4 \text{dB}$$

9.3.6. CÁLCULO DOS GANHOS DE POTÊNCIA NO 1º E 2º ESTÁGIOS.

$$(G_1)_{\text{dB}} + (G_2)_{\text{dB}} = (G'_p)_{\text{dB}} \quad (9.48)$$

Para satisfazer certas restrições apresentadas no cálculo preliminar, os ganhos de potência de cada estágio devem ser distribuídos da seguinte maneira:

$$(G_1)_{\text{dB}} \leq 28,7 \text{dB}$$

$$(G_2)_{\text{dB}} \leq 35,9 \text{dB}$$

$$(G'_p)_{\text{dB}} \leq 64,6 \text{dB}$$

Como o ganho de potência máximo dos dois estágios

é de 64,6dB e tem-se uma perda de 1,4dB no acomplamento entre o 2º estágio e o detector, obtêm-se o ganho de potência do amplificador sintonizado.

$$(G_p)_{dB} \leq (G'_p)_{dB} - (G_3)_{dB} \quad (9.49)$$

ou seja: para $(G'_p)_{dB} = 64,6dB$ e $(G_3)_{dB} = -1,4dB$

tem-se: $(G_p)_{dB} \leq 63,2dB$,

e como o ganho especificado para o amplificador sintonizado foi de 63dB, adota-se a mesma distribuição de ganho determinada no cálculo preliminar, ou seja:

$$(G_1)_{dB} \cong 28,7dB$$

e

$$(G_2)_{dB} \cong 35,9dB$$

9.3.7. CÁLCULO DO C.A.G. NO 1º ESTÁGIO:

Conforme as especificações, deve ter-se uma faixa de atuação do C.A.G. de, aproximadamente, 30dB no 1º estágio.

Portanto:

$$\frac{I_{CQ1max}}{I_{CQ1min}} = 10^{\frac{(\Delta G_p)_{dB}}{20}} \quad (9.50)$$

Para $(\Delta G_p)_{dB} = 30dB$

obtém-se:

$$\frac{I_{CQ1max}}{I_{CQ1min}} = 31,6$$

Como $I_{CQ1max} = 5\text{mA}$ tem-se: $I_{CQ1min} = 158,23\mu\text{A}$

Para $\beta_F \cong 72$

Obtém-se:

$$I_{BQ1max} = 69,44\mu\text{A} \quad \text{e} \quad I_{BQ1min} = 2,2\mu\text{A}$$

Da equação básica do funcionamento do transistor ,
deduz-se que:

$$V_{BE1min} = V_{BE1max} - V_T \ln\left(\frac{I_{CQ1max}}{I_{CQ1min}}\right) \quad (9.51)$$

Assim, do manual extrai-se:

$$V_{BE1max} = 0,708\text{V} \quad \text{para} \quad I_{CQ1max} = 5\text{mA}$$

Portanto da equação (9.51), obtém-se:

$$V_{BE1min} = 0,618\text{V} \quad \text{para} \quad V_T \cong 26\text{mV}$$

Para a saída do circuito detector pode-se escrever as seguintes equações:

$$V_{CAGmax} = V_{CC} - I_{CQd} \cdot R_{cd} \quad (9.52)$$

$$e \quad V_{CAGmin} = i_{cdmax} \cdot R_{ed} + V_{CEmin} \quad (9.53)$$

onde:

$$i_{cdmax} = \frac{V_{CC} - V_{CEmin}}{R_{cd} + R_{ed}} \quad (9.54)$$

É adotado $V_{CEmin} = 2V$ a fim de garantir que o funcionamento do transistor do detector não saia da região linear.

Assim, para:

$$V_{CC} = 9V; I_{CQd} = 1mA; R_{cd} = 1K\Omega$$

Obtém-se:

$$V_{CAGmax} \cong 8V$$

E para:

$$i_{cdmax} = 6,36mA; R_{ed} = 0,1K\Omega; V_{CEmin} = 2V, \text{ ob}$$

tém-se:

$$V_{CAGmin} \cong 2,64V$$

9.3.8. DETERMINAÇÃO DE R_{a1} e R_{b1} (resistores responsáveis em garantir que a faixa de atuação do C.A.G. seja de 30dB).

Conforme apêndice 8, o conjunto de equações que fornecem os valores de R_{a1} e R_{b1} são as seguintes:

$$(V_{CAGmax} - V_{BE1max}) G_{a1} = G_{b1} V_{B1max} + I_{BQ1max} \quad (9.55)$$

$$(V_{CAGmin} - V_{BE1min}) G_{a1} = G_{b1} V_{B1min} + I_{BQ1min} \quad (9.56)$$

onde:

$$G_{a1} = \frac{1}{R_{a1}} \quad G_{b1} = \frac{1}{R_{b1}}$$

$$V_{B1max} \cong V_{BE1max} + R_{E1} \cdot I_{CQ1max} \quad (9.57)$$

$$V_{B1min} \cong V_{BE1min} + R_{E1} \cdot I_{CQ1min} \quad (9.58)$$

Adotando $R_{E1} = 100\Omega$, o qual tem por finalidade levantar o mínimo potencial de base, melhorando, assim, a estabilidade térmica do estágio.

Assim, por intermédio das equações (9.55), (9.56), (9.57) e (9.58), para $V_{CAGmax} = 8V$; $V_{CAGmin} = 2,64V$; $V_{BE1max} = 0,708V$; $V_{BE1min} = 0,618V$; $I_{BQ1max} = 69,44\mu A$; $I_{BQ1min} = 2,2\mu A$; $I_{CQ1max} = 5 \text{ mA}$; $I_{CQ1min} = 158,23\mu A$; $R_{E1} = 100\Omega$, obtêm-se:

$$R_{a1} \cong 45,5K\Omega \quad e \quad R_{b1} \cong 15,14K\Omega$$

Porém, o sinal de saída do detector é dado também em função do sinal modulante, que para o seu sinal total ("AC" + "DC"), conforme apêndice 9, será:

$$v_{cd}(t) = V_{cdmax} + v_{od}(t) \quad (9.59)$$

Como:

$$v_{od}(t) = -2,55 g(t)$$

Onde:

$$g(t) = A [1 + m.f(t)] \quad (9.60)$$

Tem-se:

$$v_{od}(t) = -2,55A [1 + m.f(t)] \quad (9.61)$$

Como V_{CAG} deve ser isento, o máximo possível, das variações devido à $f(t)$, é necessário filtrar $v_{cd}(t)$, antes que o mesmo seja aplicado no divisor de base do circuito de polarização para o C.A.G. no 1º estágio.

Porém este filtro não deve comprometer o funcionamento do detector e nem o do circuito "AC" do 1º estágio.

Desta forma, foi proposto dividir R_{a1} em duas parcelas para que com estas possa formar-se um filtro:

$$R_{a1} = R'_{a1} + R''_{a1} \quad (9.62)$$

Adotou-se:

$$R'_{a1} = 18K\Omega \text{ e } R''_{a1} = 27K\Omega$$

9.3.9. CÁLCULO DO CAPACITOR (C_A) DO FILTRO:

Do apêndice 9, obtém-se:

$$C_A = \frac{1}{\omega_i R} \quad (9.63)$$

onde: ω_i é a mínima frequência da modulante "f(t)".

Sendo:

$$R \cong R'_{a1} // R''_{a1} \quad (9.64)$$

para $R'_{a1} = 18K\Omega$ e $R''_{a1} = 27K\Omega$

obtém-se: $R \cong 11K\Omega$

Então para: $f_i \cong 1Hz$

$$C'_A \cong 15\mu F$$

9.3.10. CÁLCULO DO ACOPLAMENTO ENTRE O 1º E 2º ESTÁGIOS:

Deve ter-se o máximo cuidado no acoplamento, entre o 1º e o 2º estágios em relação aos níveis de tensão e corrente para que não haja corte no 1º estágio, devido à atenuação do C.A.G., e nem saturação e corte no 2º estágio.

Assim, pode escrever-se a equação da tensão de saída total ("AC" + "DC") do 2º estágio como:

$$V_{CE2} = V_{CEQ2} + v_{ce2} \quad (9.65)$$

Para não haver saturação no 2º estágio:

$$V_{CE2} \geq V_{CEK} \cong 0,5 V$$

Como: $V_{CEQ2} = 5V$

Obtém-se:

$$|v_{ce2}| \leq 4,5V$$

Deverá ser visto, também, se ocorre corte no 2º estágio quando há inversão no ciclo.

Para que não haja corte: $i_{C2} > 0$

Onde:

$$i_{C2} = I_{CQ2} + i_{c2} \quad (9.66)$$

A condutância de carga do 2º estágio é " G'_3 ".

Desta forma:

$$i_{C2} = -G'_3 v_{CE2} + I_{CQ2} + G'_3 V_{CEQ2} \quad (9.67)$$

Como:

$$I_{CQ2} = 5 \text{ mA} ; V_{CEQ2} = 5 \text{ V} ; G'_3 = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ S} ;$$

$v_{CE2} = 9,5 \text{ V}$ (pior caso), tem-se:

$$i_{C2} = 2,75 \text{ mA.}$$

Portanto, não haverá corte.

Conhecendo-se o valor máximo de v_{CE2} , pode calcular-se o máximo valor de " v_{be2} " que o circuito admitirá.

Assim:

$$v_{be2max} \leq \frac{v_{ce2max} \cdot G'_3}{|Y_{fe2}|} \quad (9.68)$$

para $v_{ce2max} = 4,5V$; $G'_3 = 0,5m\Omega$; $Y_{fe2} = 123m\Omega$,

tem-se: $v_{be2max} \leq 18,3mV$

Sob pena de saturar o 2º estágio, não se deve deixar que " v_{be2} " ultrapasse 18,3mV.

A corrente de pico do 1º estágio não poderá ultrapassar $I_{CQimin} = 158,23\mu A$, para não haver corte.

Assim, deve verificar-se esta restrição calculando o " i_{cpmax} " pela seguinte equação:

$$i_{cpmax} = \frac{1}{N_{21,2}} \cdot v_{be2max} \cdot G'_2 \quad (9.69)$$

Portanto, para $N_{21,2} \approx 0,254328$ (obtidos no cálculo preliminar), $v_{be2max} = 18,3mV$; $G'_2 = 0,5m\Omega$,

tem-se: $i_{cpmax} = 36\mu A$

Desta forma, $(N_{21,2})_{max}$ sugerido pelo cálculo preliminar é perfeitamente admissível para o acoplamento entre o 1º e 2º estágios.

9.3.11. PROJETO DO 1º ESTÁGIO DO AMPLIFICADOR SINTONIZADO:

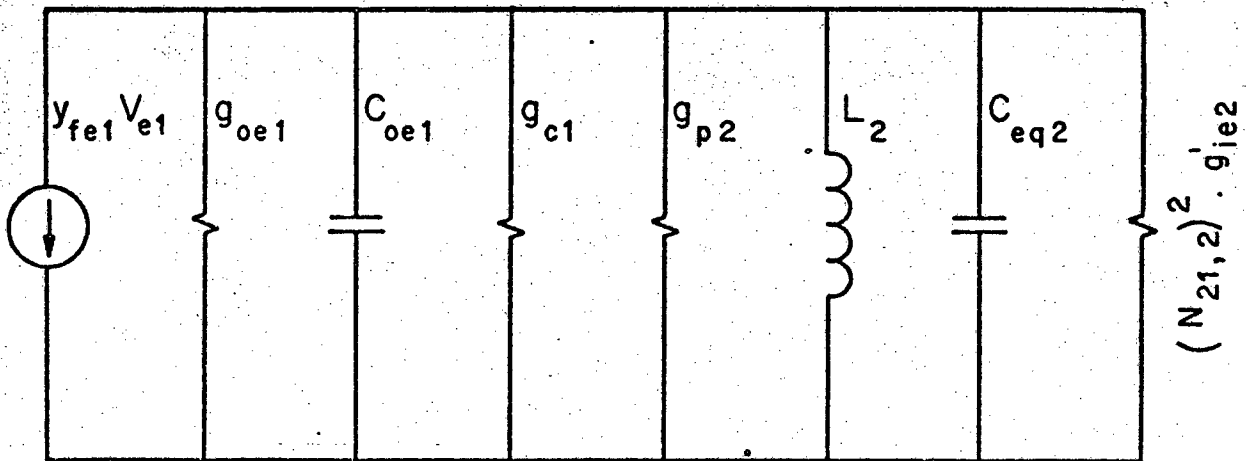


Fig.9.7 - Circuito equivalente da saída do 1º estágio.

Como:

$$L_2 = \frac{1}{\omega_0 Q_i G'_2} \quad (9.70)$$

onde: $Q_i \cong 3,22$; $G'_2 \cong 0,5 \text{ m}\Omega$; $f_0 = 2 \text{ MHz}$

Obtém-se: $L_2 \cong 50 \mu\text{H}$

Sendo:

$$C'_{eq2} = C_{oe1} + C_{eq2} \quad (9.71)$$

$$C'_{eq2} = \frac{G'_2 \cdot Q_i}{\omega_0} \quad (9.72)$$

Obtêm-se: $C'_{eq2} \cong 128\text{pF}$

Como no apêndice 5, $C_{oe1} \cong 2\text{pF}$

tem-se: $C_{eq2} \cong 126\text{pF}$

Como já são conhecidos a relação de transformação do divisor capacitivo e seu necessário capacitor equivalente, com o auxílio do apêndice 3, obtêm-se:

$$C_{22} = N_{12,2} \cdot C_{eq2} \quad (9.73)$$

$$C_{12} = \frac{C_{22}}{N_{12,2} - 1} \quad (9.74)$$

Para $N_{12,2} = 3,932$; $C_{eq2} = 126\text{pF}$

Obtêm-se: $C_{22} \cong 495\text{pF}$ e $C_{12} \cong 169\text{pF}$

O valor de C_{22} usado deve ser, ainda, deduzido do capacitor de entrada do componente ativo do 2º estágio (Figura 9.5).

Assim:

$$C_{e2} = C_{ie2} + \frac{C_{r2} |y_{fe2}|}{G'_3} \quad (9.75)$$

onde:

$$C_{r2} = C_{re2} + C_{MONT2} \quad (9.76)$$

Sendo: C_{MONT_2} (capacitância de montagem do componente sobre a placa impressa) $\approx 0,5pF$

Do apêndice 5: $C_{ie} = 64pF$; $C_{re} = 1pF$; $y_{fe} = 123m\Omega$,
portanto: $C_{e_2} \approx 433pF$.

Desta forma: $C'_{22} = 495 pF - C_{e_2}$, assim, $C'_{22} \approx 62pF$

Conforme foi visto no apêndice 6, a equivalência do circuito do divisor capacitivo para a forma equacionada anteriormente, só será válida se obedecer à seguinte restrição:

$$[\omega_0 (C_{12} + C_{22})]^2 \gg (g'_{ie_2})^2 \quad (9.77)$$

Como:

$$g'_{ie_2} = \frac{1}{R_{B_2}} + g_{ie_2} \quad (9.78)$$

onde: R_{B_2} é a resistência equivalente da entrada do 2º estágio de vido à rede de polarização.

Supondo $R_{B_2} \geq 10K\Omega$, obtém-se $(g'_{ie_2})^2 \leq 1,56 \cdot 10^{-6} \Omega^{-2}$ e

$$[\omega_0 (C_{12} + C_{22})]^2 \approx 69,62 \cdot 10^{-6} \Omega^{-2}$$

Assim, verifica-se a equivalência.

9.3.12. CÁLCULO DE R_{C1}

Na ressonância a carga do 1º estágio será:

$$G'_2 = g_{oe1} + g_{c1} + g_{p2} + (N_{21,2})^2 \cdot g'_{ie2} \quad (9.79)$$

Dessa forma:

$$\frac{1}{R_{C1}} = g_{c1} = G'_2 - g_{oe1} - g_{p2} - (N_{21,2})^2 \cdot g'_{ie2} \quad (9.80)$$

Medidas de laboratório forneceram o fator de qualidade (q_2) da bobina L_2 para $f_0 = 2\text{MHz}$.

$$\text{Assim: } q_2 \cong 15$$

Como:

$$\frac{1}{q_2 \omega_0 L_2} = g_{p2} \quad (9.81)$$

Para: $q_2 = 15$; $\omega_0 = 12,57\text{Mrd/s}$; $L_2 = 50\mu\text{H}$

tem-se: $g_{p2} \cong 0,11\text{m}\Omega$, portanto $R_{C1} \cong 3,54\text{k}\Omega$

9.3.13. CÁLCULO DO FATOR DE ESTABILIDADE DO 2º ESTÁGIO:

Sendo:

$$\rho_2 = \frac{2G'_3 \cdot G'_2}{|Y_{re2} \cdot Y_{fe2}| (1 + \cos\theta)} \quad (9.82)$$

onde: $G'_3 \cong 0,5m\Omega$; $G''_2 = (N_{12,2})^2 \cdot G'_2 \cong 7,73m\Omega$;

$(Y_{re2} \cdot Y_{fe2}) \cong -j 1,546\mu\Omega^2$, tem-se:

$$\rho_2 \cong 5$$

9.3.14. ACOPLAMENTO ENTRE O TRANSDUTOR E O 1º ESTÁGIO:

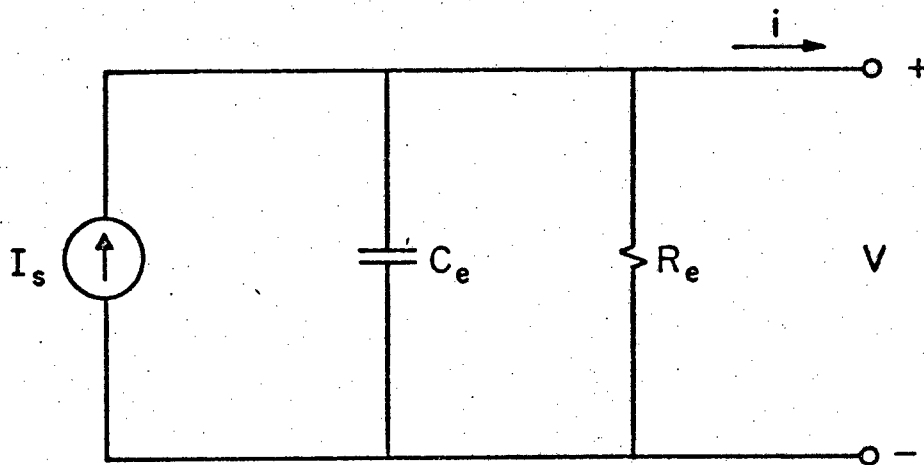


Fig.9.8 - Modelo do transdutor na ressonância mecânica.

Do apêndice 7, têm-se:

$$C_e \cong 2KpF \quad e \quad R_e \cong 25,5\Omega$$

Para obter-se a máxima eficiência do transdutor deve-se, também, colocá-lo na ressonância elétrica.

Como o valor de R_e é muito baixo, o fator de qualidade (Q) do circuito ressonante também será muito baixo, conseqüentemente $\Delta\omega_T$ (largura de banda do circuito ressonante devido à sintonia elétrica do transdutor receptor) será muitas vezes maior do que o $\Delta\omega$ requerido para o amplificador sintonizado. Por isso não foi considerada esta melhora de eficiência, como uma es

estrutura sintonizada deste amplificador.

Para a ressonância:

$$L_1 = \frac{1}{C_{eq1} \cdot \omega_0^2} \quad (9.83)$$

Sendo (extraído da Fig. 9.9):

$$C_{eq1} = C_e + C_{e1} \quad (9.84)$$

Onde:

$$C_{e1} = C_{ie1} + \frac{|Y_{fe1}|}{G_2} \cdot C_{r1} \quad (9.85)$$

Para:

$$C_{r1} = C_{re1} + C_{MONT1} \quad (9.86)$$

Como:

$$C_e \gg C_{e1}$$

Assim:

$$C_{eq1} \cong C_e$$

Para: $C_{eq1} = 2\text{KpF}$; $\omega_0 = 12,57\text{Mrd/s}$

Tem-se: $L_1 \cong 3,2\mu\text{H}$

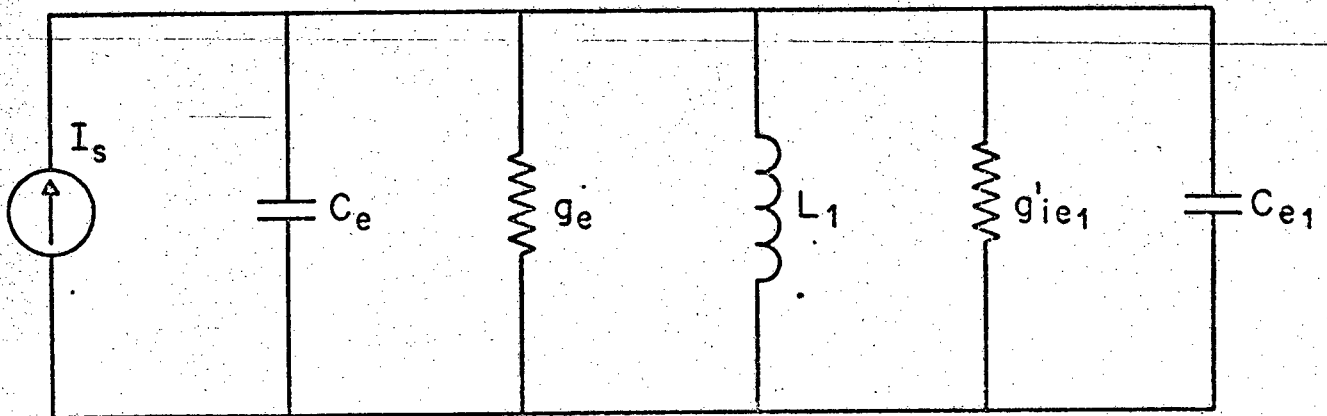


Fig.9.9 - Acoplamento entre o transdutor e a entrada do 1º estágio.

9.3.15. CÁLCULO DO FATOR DE ESTABILIDADE DO 1º ESTÁGIO:

Sendo:

$$\rho_1 = \frac{2 G'_2 G_1}{|Y_{re1} \cdot Y_{fe1max}| (1 + \cos\theta)} \quad (9.87)$$

onde: $G'_2 = 0,5m\Omega$; $G_1 = 40,4m\Omega$; $(Y_{re1} \cdot Y_{fe1max}) = -j 1,546\mu\Omega^2$

Assim, obtém-se: $\rho_1 \cong 26$

Serão apresentados a seguir os valores:

- a) - dos componentes requeridos para a polarização do 2º estágio;
- b) - dos capacitores de desacoplamento dos emissores' do 1º e 2º estágios;

- c) - do capacitor de acoplamento entre transdutor e o 1º estágio;
- d) - das redes de desacoplamento de fontes para cada estágio.

Usando a técnica de sensibilidade para a polarização do 2º estágio e admitindo-se uma faixa de temperatura de 0 a 70° C, a fim de manter uma variação de corrente (I_{CQ_2}) menor do que 10%, obtém-se:

$$R_{E_2} = 560\Omega$$

$$R_{D_2} = R'_{D_2} + R''_{D_2} = 240\Omega \quad (9.88)$$

$$R_{a_2} = 18K\Omega$$

$$R_{b_2} = 22K\Omega$$

Usou-se para o cálculo dos capacitores de desacoplamento de emissores (C_{E_1} e C_{E_2}) a constante de tempo associada a cada capacitor, considerados isoladamente. O cálculo foi feito para uma frequência de $\frac{f_0}{10}$.

Assim:

$$C_{E_1} \cong 100pF \quad e \quad C_{E_2} \cong 100pF$$

Para o cálculo do capacitor de acoplamento (C_1)

foi adotada a mesma técnica usada para o cálculo dos capacitores de desacoplamento de emissores; porém para uma frequência de $\frac{f_0}{100}$.

$$\text{Obtém-se: } C_1 \cong 10\text{KpF}$$

As redes de desacoplamento de fontes tem por finalidade isentar a alimentação do amplificador sintonizado de qualquer influência externa na conexão da fonte de alimentação até os circuitos de carga dos coletores do 1º e 2º estágios. Desta forma, as redes são compostas de um duplo filtro RC, com a finalidade de minimizar os transitórios e ruídos de baixa e alta frequência.

Assim, os componentes para o filtro de alta frequência foram calculados isoladamente para uma frequência de corte de $\frac{f_0}{10}$, e os de baixa frequência para uma frequência de corte de 10Hz.

Os componentes resistivos destes filtros são as próprias resistências usadas na polarização divididas convenientemente.

Portanto:

$$R'_{D_1} \cong 390\Omega$$

$$C'_{D_1} \cong 2,2\text{KpF}$$

$$R''_{D_1} \cong 390\Omega$$

$$C''_{D_1} \cong 47\mu\text{F}$$

$$R'_{D_2} \cong 120\Omega$$

$$C'_{D_2} \cong 6,8\text{KpF}$$

$$R''_{D_2} \cong 120\Omega$$

$$C''_{D_2} \cong 150\mu\text{F}$$

Na Fig.9.10, é mostrado o diagrama completo da 1ª etapa do projeto; cuja equivalência dos componentes, em relação aos designados no projeto e seus valores nominais, são apresentados na tabela 9.4.

DIAGRAMA (Fig.9.10)	PROJETO	VALOR NOMINAL USADO
L_1	L_1	$3,2\mu\text{H}$
L_2	L_2	$50\mu\text{H}$
L_3	L_3	$50\mu\text{H}$
C_1	C_1	10 KpF
C_2	C_{E1}	100 KpF
C_3	C'_{D1}	$2,2\text{ KpF}$
C_4	C''_{D1}	$47\mu\text{F}$
C_5	C_{12}	180 pF
C_6	C'_{22}	56 pF
C_7	C_A	$15\mu\text{F}$
C_8	C'_{D2}	$6,8\text{ KpF}$
C_9	C''_{D2}	$150\mu\text{F}$
C_{10}	C_{13}	330 pF
C_{11}	C_{E2}	100 KpF
C_{12}	C_{23}	200 pF
C_{13}	C_d	18 KpF
R_1	R_{b1}	$15\text{ K}\Omega$
R_2	R_{E1}	100Ω
R_3	R_{C1}	$3,9\text{ K}\Omega$
R_4	R'_{D1}	390Ω
R_5	R''_{D1}	390Ω
R_6	R_{a2}	$18\text{ K}\Omega$
R_7	R_{ed}	100Ω
R_8	R'_{a1}	$18\text{ K}\Omega$
R_9	R''_{a1}	$27\text{ K}\Omega$
R_{10}	R_{b2}	$22\text{ K}\Omega$
R_{11}	R_{E2}	560Ω
R_{12}	R_{C3}	∞

(Continuação)

DIAGRAMA (Fig.9.10)	PROJETO	VALOR NOMINAL USADO
R_{13}	R'_{D2}	120Ω
R_{14}	R'_{D2}	120Ω
R_{15}	R_{ad}	12 KΩ
R_{16}	R_{Cd}	1 KΩ
R_{17}	R_{bd}	1,1 KΩ

T A B E L A - 9.4

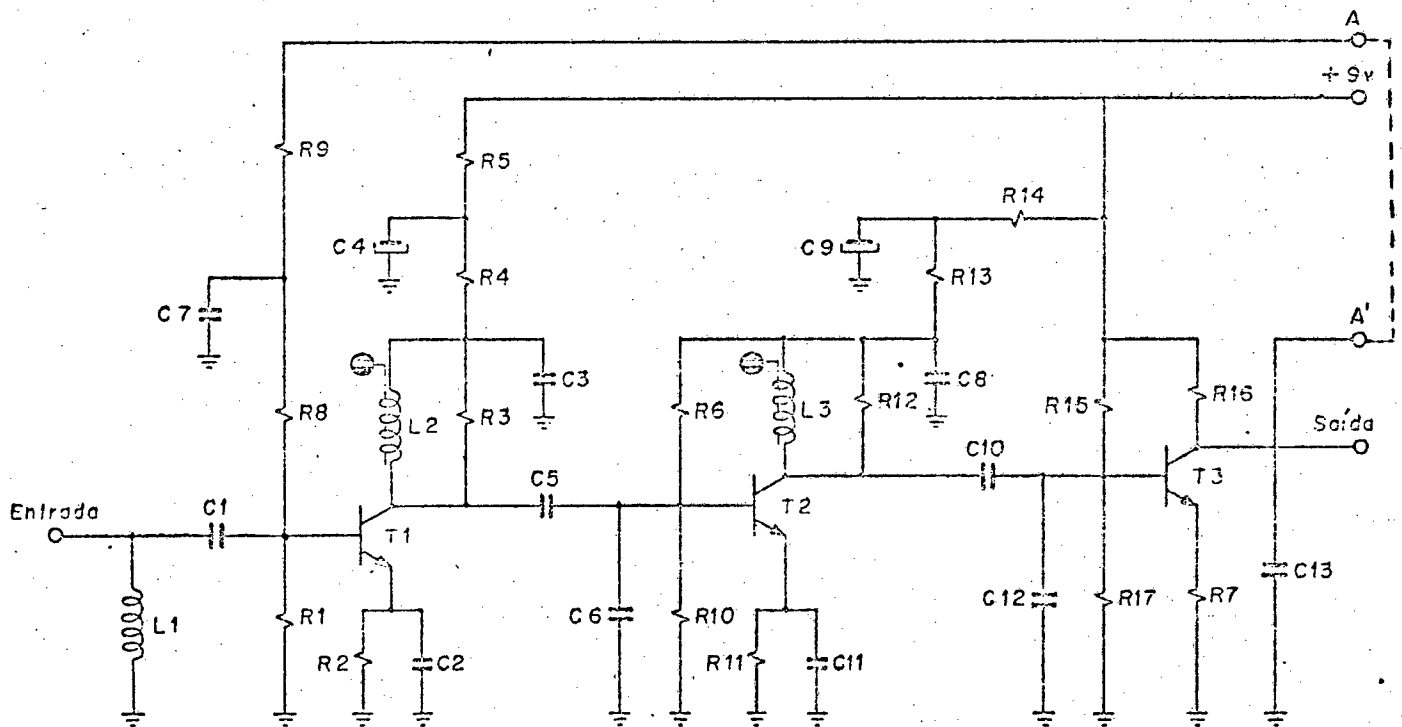


Fig.9.10 - Diagrama completo da 1ª etapa do projeto.

9.4. SEGUNDA ETAPA

A 2^a etapa do equipamento é composta pelo filtro. Este será basicamente formado por duas secções: uma isoladora e a outra o filtro propriamente dito.

A secção isoladora é necessária para o perfeito a coplamento entre o detector e o filtro.

Como foi visto no capítulo 8, o filtro requerido será do tipo "passa alta" com polos reais para uma frequência de corte (f_a) igual a 100Hz.

9.4.1. CÁLCULO DA ORDEM DO FILTRO:

Para ser determinada a ordem do filtro precisa-se' conhecer, primeiramente, a quantidade de atenuação que deve-se ter para as amplitudes das frequências, que vão ser filtradas.

Os sinais "Doppler" recebidos podem ser basicamen te separados em dois grupos: um devido ao movimento das células vermelhas do sangue e o outro devido ao movimento da estrutura cardíaca (coração fetal). Porém, a frequência dos sinais recebi dos devido ao movimento da estrutura cardíaca é muito baixa, e não é de interesse porque está fora do campo de audição.

Os sinais "Doppler" de interesse são os sinais de vido ao movimento das células vermelhas do sangue, e que se en contram basicamente na faixa audível.

No entanto, as baixas frequências possuem grandes

amplitudes comparadas com as audíveis, produzindo saturações nos estágios de amplificação, daí a necessidade de filtragem.

Para tanto, deve calcular-se quantos dB acima estarão as amplitudes das baixas frequências sobre as amplitudes dos sinais de interesse.

Porém, os sinais recebidos (devido à reflexão na dinâmica estrutura cardíaca e devido ao movimento das células vermelhas do sangue) são funções da obesidade da gestante.

Portanto, o cálculo foi feito para as duas situações: de mínima e máxima espessura da camada de gordura variável e conseqüentemente é adotado o valor mais crítico.

Usando as sugeridas camadas e suas espessuras máximas e mínimas, apresentadas na tabela - 4.1, pode-se calcular as duas potências recebidas isoladamente. A equação seguinte é aproximada para o cálculo da potência recebida devido a energia espalhada nas células vermelhas do sangue:

$$P_2 = P_0 \cdot \frac{S_s \cdot V}{4\pi Y^2} \cdot (e^{-2f_0 \alpha_0 Y}) \quad (9.89)$$

Esta é apresentada no item 5.2 do capítulo 3, e assim calcula-se a potência recebida (P_2) para a mínima e máxima espessura da camada de gordura variável.

Na equação (9.89): S_s é a área de espalhamento efetiva por unidade de volume, retirada do gráfico apresentado por [3] para uma frequência f_0 de 2MHz e um hematócrito de ~ 40%; α_0 é o coeficiente de atenuação (médio ponderado devido à absorção,

nas várias camadas), tabulado por Welles [5].

Assim, para:

- a) - a mínima espessura da camada de gordura variável:

$$(P_{2,1})_{dB} \cong -134,2dB + (P_0)_{dB} \quad (9.90)$$

como $P_0 = 25mW$, tem-se: $(P_{2,1})_{dB} = -120,2dB$

- b) - a máxima espessura da camada de gordura variável:

$$(P_{2,2})_{dB} \cong -152,32dB + (P_0)_{dB} \quad (9.91)$$

como $P_0 = 25mW$, tem-se: $(P_{2,2})_{dB} = -138,32dB$

Estes níveis de potência calculados para as duas situações extremas concernentes aos sinais de interesse indicam, claramente, a natureza débil destes sinais. Mesmo admitindo-se o ganho de RF da ordem de 60dB, a relação sinal/ruído esperada será bastante baixa, pois as tensões geradas pelo sinal são da ordem de grandeza daquelas produzidas pelo ruído eletrônico nas etapas de amplificação.

Da equação:

$$P'_2 = \alpha_r \frac{S_X}{S_A} \cdot (e^{-2f_0 \alpha_Y}) \cdot P_0, \quad (9.92)$$

idêntica a usada para calcular a reflexão em uma fronteira estática apresentada no item 5.1 do capítulo 3, calcula-se P'_2 para a mínima e máxima espessura da camada de gordura variável com a reflexão na superfície da parede do coração fetal:

Assim, para:

- a) - a mínima espessura da camada de gordura variável:

$$(P'_{2,1})_{dB} \cong -86,1dB + (P_0)_{dB} \quad (9.93)$$

como $P_0 = 25mW$, tem-se: $(P'_{2,1})_{dB} \cong -72,10dB$

- b) - a máxima espessura da camada de gordura variável:

$$(P'_{2,2})_{dB} \cong -95,61dB + (P_0)_{dB} \quad (9.94)$$

como $P_0 = 25mW$, tem-se: $(P'_{2,2})_{dB} \cong -81,61dB$

Desta forma, pode calcular-se a diferença entre o sinal devido à reflexão na estrutura cardíaca e o devido ao espalhamento pelas células vermelhas do sangue, para as condições de máxima e mínima espessura da camada de gordura variável.

Portanto:

$$(\Delta P_{2,1})_{dB} = (P'_{2,1})_{dB} - (P_{2,1})_{dB} \quad (9.95)$$

como $(P'_{2,1})_{dB} = -72,10dB$ e $(P_{2,1})_{dB} = -120,2 dB$.

Obtém-se: $(\Delta P_{2,1})_{dB} \cong 48,1dB$

$$(\Delta P_{2,2})_{dB} = (P'_{2,2})_{dB} - (P_{2,2})_{dB} \quad (9.96)$$

como $(P'_{2,2})_{dB} = -81,61dB$ e $(P_{2,2})_{dB} = -138,32dB$

Obtém-se: $(\Delta P_{2,2})_{dB} \cong 56,7dB$

Assim, adota-se o valor de $(\Delta P_{2,2})_{dB}$, por ser mais crítico.

Desta forma, para manter a diferença de zero (0) dB entre os dois grupos de sinais "Doppler" recebidos, deverá ser usado $(A(\omega))_{dB}$ igual a $(\Delta P_{2,2})_{dB}$.

Como a máxima frequência da pulsação cardíaca estará em torno de 3Hz, deve-se adotar:

$$(A(\omega))_{dB} \Big|_{f=3Hz} = (\Delta P_{2,2})_{dB} \quad (9.97)$$

Assim, do capítulo 8, obtém-se:

$$n = \frac{(A(\omega))_{dB}}{10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega a}{\omega} \right)^2 \right]} \quad (9.98)$$

para $(A(\omega))_{dB} \cong 56,7dB$; $\omega = 18,85rd/s$; $\omega_a = 628,32rd/s$; tem-se:

$$n = 1,86$$

Portanto, adota-se:

$$n = 2$$

9.4.2. PROJETO DO FILTRO:

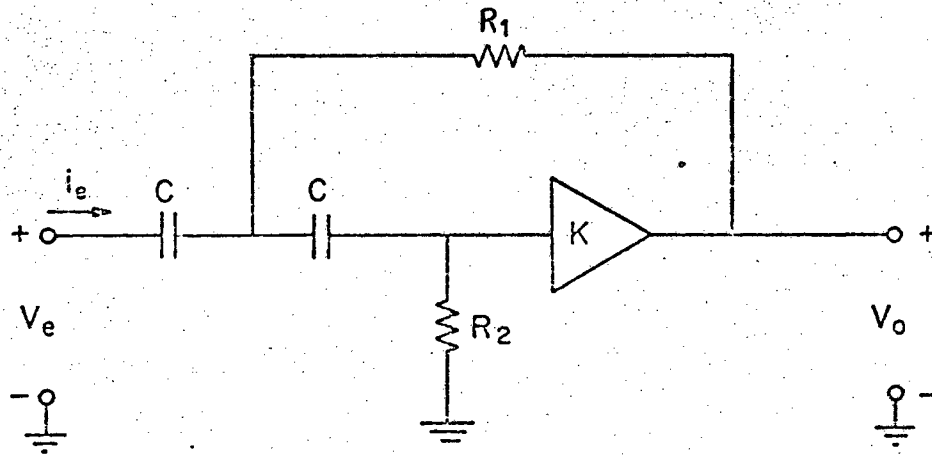


Fig.9.11 - Diagrama básico do filtro "passa alta" de 2^a ordem.

Ondê: K é o ganho de tensão do componente amplificador do filtro.

Os valores dos elementos C , R_1 e R_2 deverão ser calculados para manter os dois polos reais e superpostos na frequência de 100Hz.

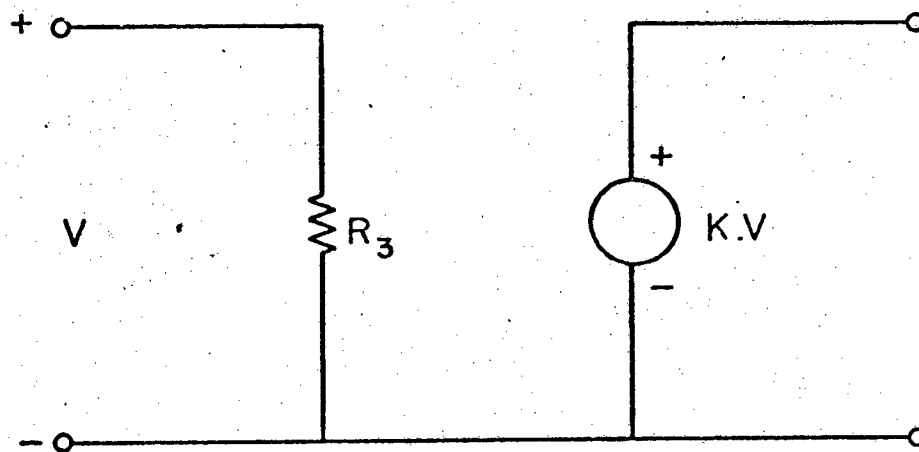


Fig.9.12 - Modelo do amplificador usado no filtro.

Considerando que o amplificador tenha o modelo apresentado na Fig.9.12, o modelo completo do filtro será:

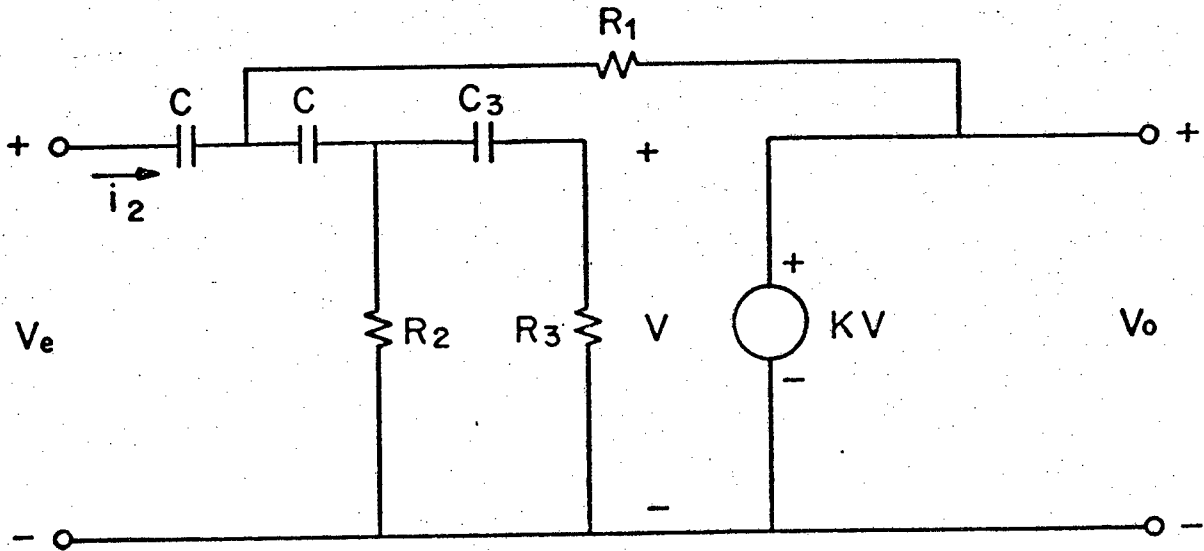


Fig.9.13 - Modelo completo do filtro "passa alta".

A fim de fornecer o isolamento "DC" entre a entrada do amplificador e a rede passiva do filtro foi necessário o capacitor C_3 .

A função de transferência ($\frac{V_o}{V_e}$) do referido filtro será:

$$\frac{V_o}{V_e} = \frac{KS^3}{S^3 + a_2 S^2 + a_1 S + a_0} \quad (9.99)$$

onde:

$$a_2 = \frac{1}{C_3 R_3} + \frac{2}{C R_2} + \frac{2}{C R_3} + \frac{1}{C R_1} (1 - K) \quad (9.100)$$

$$a_1 = \frac{1}{C C_3 R_1 R_3} + \frac{2}{C C_3 R_2 R_3} + \frac{1}{C^2 R_1 R_2} + \frac{1}{C^2 R_1 R_3} \quad (9.101)$$

$$a_0 = \frac{1}{C^2 C_3 R_1 R_2 R_3} \quad (9.102)$$

Como:

$$S^3 + a_2 S^2 + a_1 S + a_0 = (S+p_1) \cdot (S+p_2) \cdot (S+p_3) \quad (9.103)$$

onde: p_1, p_2, p_3 são os polos da função de transferência.

Tem-se:

$$a_0 = p_1 \cdot p_2 \cdot p_3 \quad (9.104)$$

$$a_1 = p_1 \cdot p_2 + p_1 \cdot p_3 + p_2 \cdot p_3 \quad (9.105)$$

$$a_2 = p_1 + p_2 + p_3 \quad (9.106)$$

$$a_3 = 1 \quad (9.107)$$

Se:

$$p_1 \approx p_2 \gg p_3 \quad (9.108)$$

Obtém-se:

$$p_3 \approx \frac{a_0}{a_1} \quad (9.109)$$

$$p_1 \approx p_2 \approx \frac{a_2}{2} \quad (9.110)$$

Portanto:

$$p_3 \approx \frac{a_0}{a_1} = \frac{1}{C (R_2 + 2R_1) + C_3 (R_3 + R_2)} \quad (9.111)$$

Se:

$$C_3 (R_3 + R_2) \gg C (R_2 + 2R_1) \quad (9.112)$$

$$p_3 \approx \frac{1}{C_3 (R_3 + R_2)} \quad (9.113)$$

Como:

$$p_1 + p_2 \approx a_2 = \frac{1}{C_3 R_3} + \frac{2}{C} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + \frac{1}{CR_1} (1-K) \quad (9.114)$$

Se:

$$C_3 R_3 \gg CR_2 \quad (9.115)$$

$$C_3 R_3 \gg CR_3 \quad (9.116)$$

$$C_3 R_3 \gg CR_1 \quad (9.117)$$

$$p_1 + p_2 \approx \frac{2}{C} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + \frac{1}{CR_1} (1-K) \quad (9.118)$$

Para:

$$p_1 = p_2 = \omega_a \quad (9.119)$$

tem-se:

$$p_1 + p_2 = 2\omega_a \quad (9.120)$$

Assim:

$$2\omega_a \cong \frac{2}{C} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + \frac{(1-K)}{CR_1} \quad (9.121)$$

Sendo:

$$a_1 = p_1 p_2 + p_3 p_1 + p_3 p_2 \quad (9.122)$$

$$a_1 = \omega_a (\omega_a + 2p_3) \quad (9.123)$$

Como:

$$\omega_a \gg p_3 \quad (9.124)$$

$$a_1 \cong \omega_a^2 \cong \frac{1}{CC_3 R_1 R_3} + \frac{2}{CC_3 R_2 R_3} + \frac{1}{C^2 R_1 R_2} + \frac{1}{C^2 R_1 R_3} \quad (9.125)$$

Se:

$$CC_3 R_1 R_3 \gg C^2 R_1 R_2 \quad (9.126)$$

$$CC_3 R_1 R_3 \gg C^2 R_1 R_3 \quad (9.127)$$

$$CC_3 R_2 R_3 \gg C^2 R_1 R_2 \quad (9.128)$$

$$CC_3 R_2 R_3 \gg C^2 R_1 R_3 \quad (9.129)$$

$$\omega_a^2 \cong \left[\frac{1}{C^2 R_1} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) \right] \quad (9.130)$$

Adotando: $C = 470\text{KpF}$; $K = 10$; $R_3 = 22\text{K}\Omega$; $\omega_a = 628,32\text{rd/s}$

($f_a = 100\text{Hz}$) e resolvendo simultaneamente as equações

(9.121) e (9.130) obtêm-se:

$$R_1 \cong 8,76 \text{ K}\Omega \quad \text{e} \quad R_2 \cong 1,39 \text{ K}\Omega$$

Adotando-se para: $p_3 = \omega_3 \cong 628,32 \cdot 10^{-3} \text{ rd/s} \rightarrow (f_3 \cong 0,1 \text{ Hz})$

Será, satisfeita com segurança a condição de:

$$p_3 \ll p_1 \text{ e } p_2 \quad (9.131)$$

Assim da equação (9.113), reescrita abaixo,

obtém-se:

$$p_3 \cong \frac{1}{C_3 (R_2 + R_3)} \quad (9.132)$$

$$C_3 \cong 68 \mu\text{F}$$

Para a implementação deste filtro foi usado um amplificador operacional especial, (tipo LM 2900), denominado "CDA" (amplificador diferencial de corrente); que tem a vantagem de usar apenas uma fonte de alimentação sem adicionais complicações.

O estágio isolador também foi implementado com um desses amplificadores operacionais. Este estágio foi realizado com um ganho de tensão igual a 1.

A tensão de polarização das entradas do "CDA" é obtida por um simples divisor resistivo desacoplado, para impedir ruídos adicionais que porventura apareçam no barramento de alimentação.

Foi, ainda, limitada a frequência de corte superior do amplificador de ganho "K" para 2KHz, já que frequências superiores a esta, praticamente, não contribuem mais para o sinal desejado, conseqüentemente minimizando o ruído.

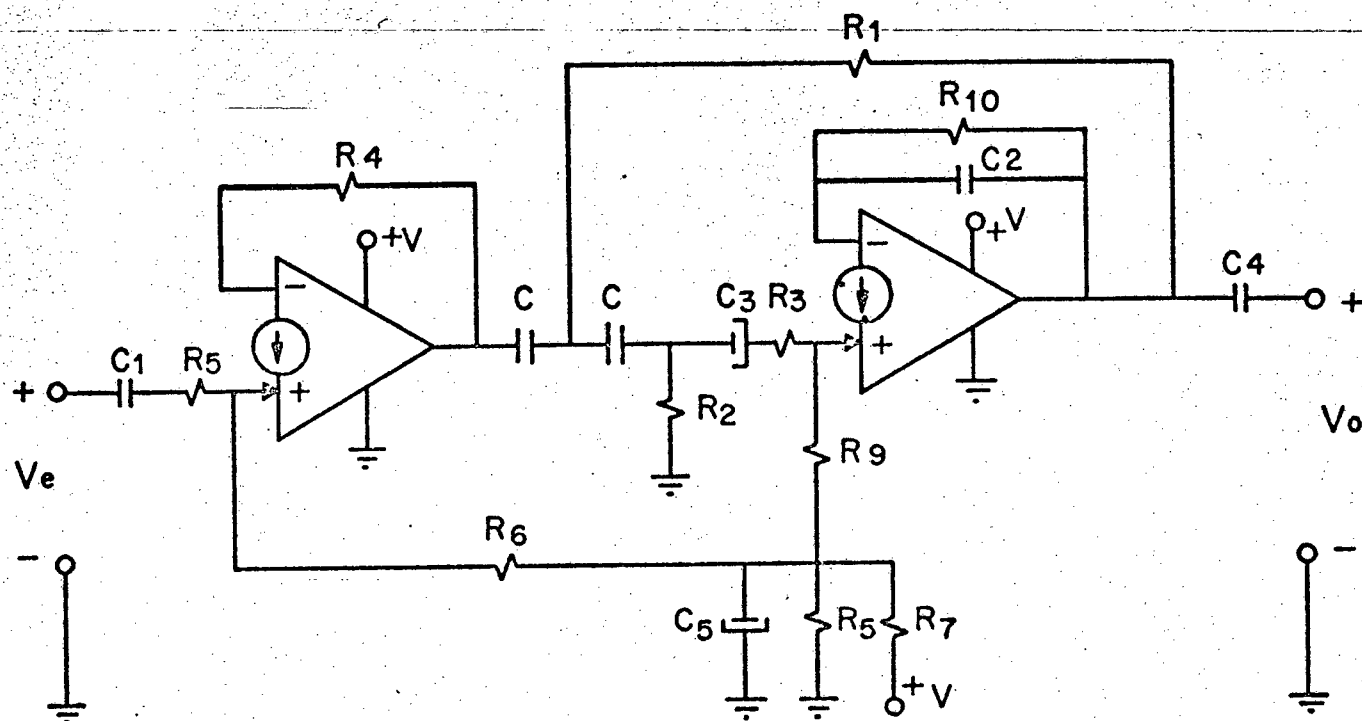


Fig.9.14 - Diagrama completo do filtro "passa alta" e isolador (2^a etapa).

Os capacitores de acoplamento entre o detector e o isolador (C_1), entre o filtro e o amplificador de potência (C_4), e o capacitor de desacoplamento C_5 foram calculados isoladamente para uma frequência de corte de 10Hz.

$$\text{Portanto: } C_1 \cong 33,8\text{KpF}$$

$$C_4 \cong 1,1\mu\text{F}$$

$$C_5 \cong 3,18\mu\text{F}$$

Usou-se em paralelo com " R_{10} ", a fim de minimizar o ruído, o capacitor " C_2 ". Capacitor este componente de um filtro "passa baixa" (polo

simples), o qual foi calculado para uma frequência de corte de 2KHz. Assim: $C_2 \cong 362\text{pF}$.

Na tabela - 9.5 serão apresentados os valores usados para os componentes do circuito da Fig.9.14.

P R O J E T O	VALOR NOMINAL USADO
R_1	10 $K\Omega$
R_2	1,5 $K\Omega$
R_3	22 $K\Omega$
R_4	470 $K\Omega$
R_5	470 $K\Omega$
R_6	470 $K\Omega$
R_7	10 $K\Omega$
R_8	10 $K\Omega$
R_9	220 $K\Omega$
R_{10}	220 $K\Omega$
C_1	33 KpF
C_2	390 pF
C_3	100 μF
C_4	1,2 μF
C_5	3,3 μF
C	470 KpF

T A B E L A - 9.5

9.5. TERCEIRA ETAPA

AMPLIFICADOR DE ÁUDIO

O amplificador de áudio não necessitou, basicamente, ser projetado, pois foi usado um amplificador de áudio integrado que satisfaz plenamente às necessidades.

Como não é necessário adotar uma grande potência de saída, pois o equipamento deve ser do tipo portátil, usa-se, para a implementação da etapa do amplificador de áudio, um circuito integrado de baixo consumo.

Tal circuito é o conhecido TCA 160 (B).

Este circuito integrado é disponível em duas versões distintas, TCA 160 e TCA 160 B (este último, com dissipador incorporado). Sem o uso de dissipador externo, potências na ordem de até 0,9 W para o TCA 160 ou 1,2W para o TCA 160 B, em temperatura ambiente de 25°C, podem ser conseguidas.

Uma característica importante deste integrado é o reduzido número de componentes periféricos adicionais necessários. Outra característica relevante é a baixa corrente quiescente, a qual será de grande importância quando o equipamento for alimentado por bateria.

As principais especificações de tal componente são apresentadas a seguir:

- a)- faixa de tensão de alimentação (V_{CC}) 5 a 16V;

b) - corrente quiescente (I_{CC}) 5 a 15 mA;

c) - valor máximo de pico da tensão de alimentação
18V (sem sinal);

d) - potência de saída de áudio máxima (P_S) com dissipador e distorção total de 10%:

para $V_{CC} = 9V$ com carga (R_L) = 4Ω

$$P_S = 1,5 \text{ W}$$

para $V_{CC} = 12V$ com carga (R_L) = 8Ω

$$P_S = 2,0 \text{ W}$$

e) - distorção total no início do corte:

valor típico - 0,7%

f) - impedância de entrada

valor típico - $15 \text{ K}\Omega$

g) - sensibilidade para distorção total de 10%

valor típico - 10mV

O circuito completo do amplificador de áudio é apresentado na Fig. 9.15.

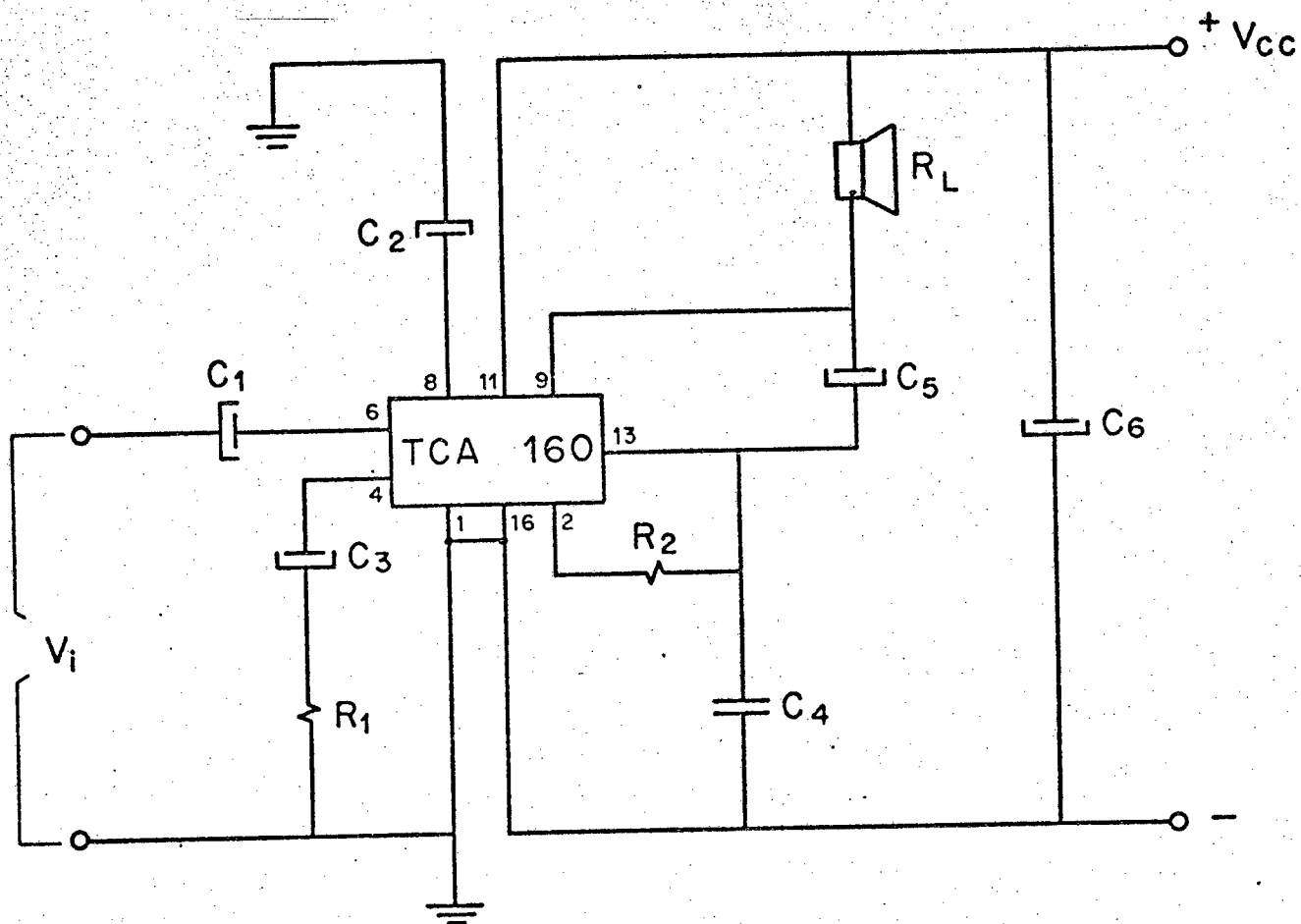


Fig. 9.15 - Circuito do amplificador de áudio.

9.5.1. VALORES UTILIZADOS:

$$V_{CC} = 6 \text{ volts}$$

$$R_L = 8\Omega$$

Os demais componentes são dados de acordo com as especificações do fabricante:

$$C_1 = 2,2\mu F$$

$$C_2 = 125\mu F$$

$$C_3 = 22\mu F$$

$$C_4 = 150KpF$$

$$C_5 = 470\mu F$$

$$C_6 = 220\mu F$$

$$R_1 = 47\Omega$$

$$R_2 = 5,1 K\Omega$$

9.6. QUARTA ETAPA

O S C I L A D O R

O oscilador sinusoidal usado nesta etapa deve ter capacidade de excitar, com determinada potência, um transdutor piezelétrico de zirconato/titanato de chumbo, o qual em sua frequência de ressonância apresenta, como carga, uma baixa impedância.

Outra característica importante é que a frequência gerada por este oscilador não varie quando houver variações na tensão da fonte de alimentação.

Dentre os osciladores existentes, para a reali

zação desta etapa, o mais conveniente é o tipo classe "C". Este usa como elemento de sintonia um tanque LC. A topologia básica usada para a realização deste oscilador é apresentada na Fig. 9.16.

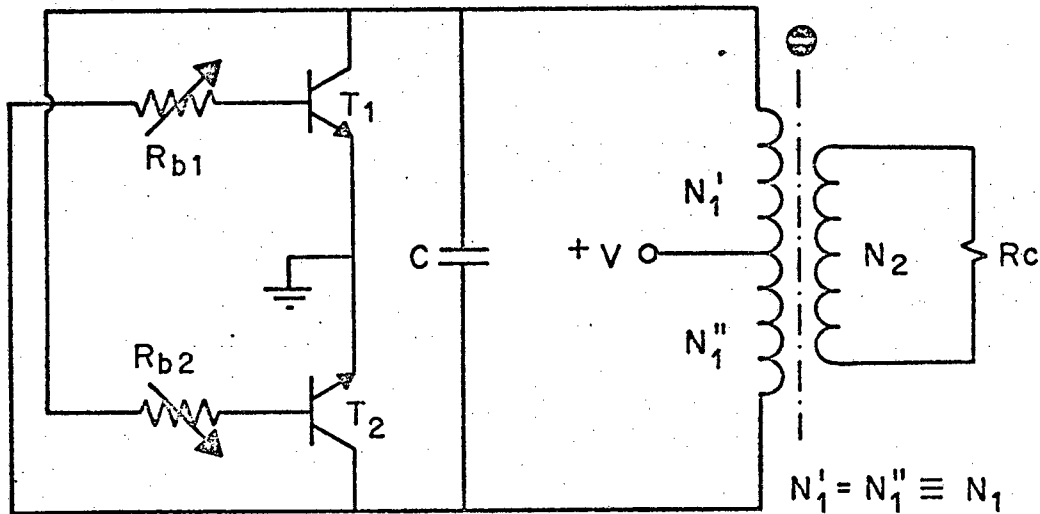


Fig.9.16 - Topologia básica do oscilador classe "C".

Este oscilador classe "C" utiliza dois transistores que funcionam alternadamente (em contra fase) para a geração de pulsos de corrente, os quais têm como finalidade excitar o tanque LC, responsável pela frequência de oscilação.

Como é de importância que a amplitude da tensão de saída possa ser ajustada dentro de determinada faixa, deve-se também prever um ajuste da tensão de alimentação do oscilador para realizar-se tal intento.

No circuito prático teve-se que ajustar os resistores de base (R_{b1} e R_{b2}) a fim de obter-se, para requerida gama de amplitude de tensão de saída, a máxima linearidade.

9.6.1. CÁLCULO DA TENSÃO DE SAÍDA DO OSCILADOR:

Supondo o rendimento aproximado do transdutor na ressonância, de 75% conforme [9] e admitindo uma resistência de movimentação $R_\ell = 25,5\Omega$ conforme apêndice 7, pode calcular-se a tensão necessária que deve ser entregue ao transdutor transmissor, para que ele forneça uma potência sonora de 25 mW ou uma intensidade de som de $13,2 \text{ mW/cm}^2$. Portanto, usando como referência o circuito apresentado na Fig.4.2 pode calcular-se R_m (resistência devido à fricção mecânica), do transdutor como transmissor na frequência de ressonância.

Assim:

$$R_m = \frac{R_\ell P_{0s}}{P_0} - R_\ell \quad (9.133)$$

Logo, supondo-se o rendimento de 75%, tem-se:

$\frac{P_0}{P_{0s}} = 0,75$, onde P_0 é a potência ultra-sônica de saída e P_{0s} é a potência elétrica entregue ao transdutor transmissor na ressonância.

Deste modo, para $P_0 = 25 \text{ mW}$; $P_{0s} = 33,33 \text{ mW}$; $R_\ell = 25,5\Omega$, e usando a equação (9.133) obtém-se:

$$R_m = 8,5\Omega$$

A carga oferecida pelo transdutor transmissor na ressonância será:

$$R_\ell + R_m = R_c \quad (9.134)$$

Assim, para $R_\ell = 25,5\Omega$, $R_m = 8,5\Omega$ e usando a equação (9.134)

tem-se:

$$R_c = 34\Omega$$

Como a potência entregue pelo oscilador deve ser de $P_{0s} = 33,33$ mW sobre uma carga de $R_c = 34\Omega$ a tensão "RMS" de saída do oscilador será:

$$v_{0s} = \sqrt{P_{0s} \cdot R_c} \quad (9.135)$$

Assim: $v_{0s} = 1,065$ V eficazes

Como a forma de onda de saída é sinusoidal tem-se o valor da tensão de saída de pico a pico no oscilador dada por:

$$v_{0spp} \cong v_{0s} \cdot 2\sqrt{2} \quad (9.136)$$

Nestas condições, para $v_{0s} = 1,065$ V eficazes, tem-se:

$$v_{0spp} \cong 3 \text{ Vpp}$$

Para a proteção do oscilador quanto a eventuais curto-circuitos, em sua saída, foi colocado em série com o cristal transmissor um resistor de valor aproximadamente idêntico à carga oferecida pelo cristal transmissor.

Desta forma a tensão de saída do oscilador deverá ser igual a $2 \cdot v_{0spp}$.

Assim:

$$2 v_{0spp} = 6 \text{ Vpp}$$

9.6.2. CÁLCULO DO TRANSFORMADOR:

Como a amplitude da tensão de pico a pico no primário (tensão sobre o capacitor "C" da Fig.9.16) deste oscilador de classe "C" sintonizado é quatro vezes a tensão da fonte de alimentação (+V), e a tensão de alimentação máxima será de 9V, adota-se, para esta situação (+V = 9V), a amplitude da tensão de saída pico a pico no secundário do transformador igual a 8 Vpp, a qual será ajustada para o valor conveniente (6 Vpp) quando na calibração da amplitude de saída do oscilador.

Assim, pode calcular-se a relação de transformação.

Portanto:

$$\frac{N_1}{N_2} = N_{12} = \frac{V_1}{V_2} \quad (9.137)$$

onde: N_1 é o número de espiras do primário; N_2 é o número de espiras do secundário; V_1 é a tensão no primário; V_2 é a tensão no secundário.

Desta forma, para $V_1 = 36 \text{ Vpp}$ e $V_2 = 8 \text{ Vpp}$ usando a equação (9.137), tem-se:

$$N_{12} = 4,5$$

Usando-se como primário deste transformador, um enrolamento de 24 espiras, tem-se para o secundário aproximadamente 5 espiras.

9.6.3. CÁLCULO DO CAPACITOR PARA O CIRCUITO DE SINTONIA DO OSCILADOR:

Como a indutância apresentada pelo primário do transformador é de aproximadamente $L = 16\mu\text{H}$, pode-se calcular o capacitor, para a desejada frequência de oscilação, pela equação (9.138).

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L} \quad (9.138)$$

Logo, para $\omega_0 = 12,57\text{Mrd/s}$, $L = 16\mu\text{H}$, obtém-se:

$$C \approx 396 \text{ pF}$$

9.6.4. CIRCUITO COMPLETO DO OSCILADOR:

O circuito completo do oscilador está apresentado na Fig.9.17 cujos resistores de base, de ambos os transistores, foram ajustados para a máxima linearidade da tensão de saída. Foram também utilizados em paralelo, com os resistores de base, os capacitores C_{b_1} e C_{b_2} , os quais têm a finalidade de melhorar em termos de velocidade a comutação dos transistores.

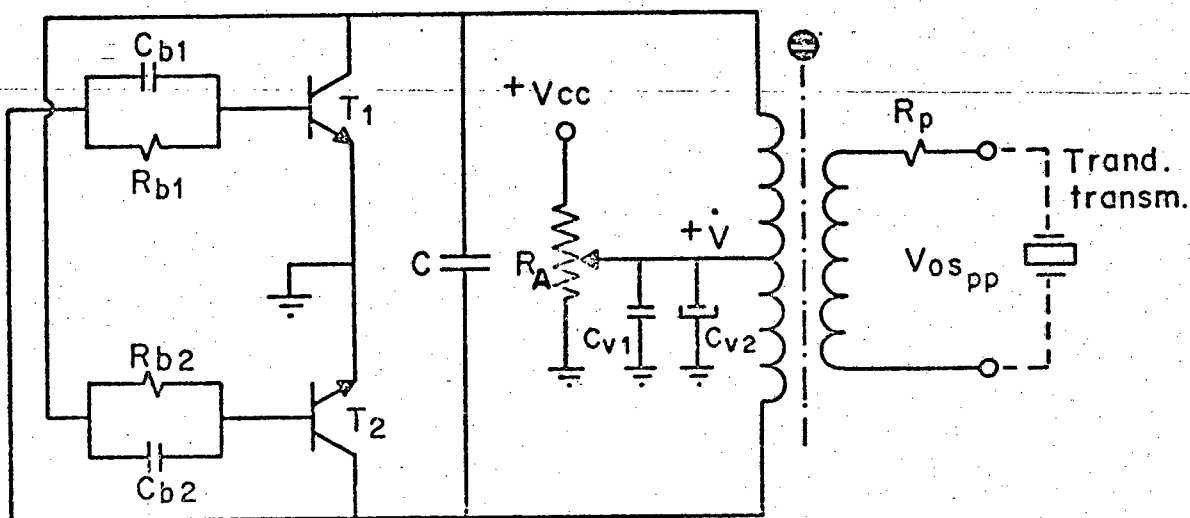


Fig.9.17 - Circuito completo do oscilador.

Serão apresentados a seguir o resumo dos valores das tensões e dos componentes utilizados no oscilador a apresentado na Fig.9.17.

$$V_{CC} = 9 \text{ volts}$$

+V , é ajustado para v_{0spp} igual a 3 V pico a pico

$$C_{b1} = C_{b2} = 100 \text{ pF}$$

$$C = 390 \text{ pF}$$

$$R_{b1} = R_{b2} , \text{ ajustado para } 33K\Omega$$

$$R_p = 33\Omega$$

$$T_1 = T_2 = \text{BF } 494$$

$$R_A = 470\Omega \text{ (Trim - pot)}$$

$$C_{V1} = 10 \text{ KpF}$$

$$C_{V2} = 100\mu\text{F}$$

TRANSFORMADOR: Foi enrolado em um núcleo de "ferrite" ajustá

tável, cujo número de espiras do primário é igual a 24. O primário, ainda, possui uma derivação central, e sua indutância é de aproximadamente $16\mu\text{H}$. Sobre o primário foi enrolado 5 espiras, as quais servem como secundário deste transformador.

CAPÍTULO 10

RESULTADOS

1ª PARTE: VERIFICAÇÃO DO PROJETO NO LABORATÓRIO.

1. PRIMEIRA ETAPA: AMPLIFICADOR DE RF - DETECTOR - C.A.G.

1.1. Amplificador de RF

1.1.1. Medidas C.C. - Condição: $V_{CC} = 9V$

$$V_{CE1} \cong 4,86 V \quad e \quad I_{CQ1max} \cong 5,04 mA$$

$$V_{CE2} \cong 4,99 V \quad e \quad I_{CQ2} \cong 4,98 mA$$

1.1.2. Medidas C.A.

1.1.2.a. Ganho de Tensão:

$$G_{Vmax} \cong 11110 \rightarrow \text{condições: } P_d = 0,5 \text{ mW}, f_o = 2,03 \text{ MHz},$$

$$V_{CAG} = 8 V, V_{in} = 180 \mu V_{pp}.$$

$$G_{Vmin} \cong 185 \rightarrow \text{condições: } f_o = 2,03 \text{ MHz}, V_{CAG} = 2,65 V,$$

$$V_{in} = 540 \mu V_{pp}.$$

1.1.2.b. Ganho de Potência:

$$(G_{pmax})_{dB} \cong 64,92 \text{ dB} \rightarrow \text{condições: idênticas as do } G_{Vmax}.$$

$$(G_{pmin})_{dB} \cong 29,35 \text{ dB} \rightarrow \text{condições: idênticas as do } G_{Vmin}.$$

ATUAÇÃO DO C.A.G. $(\Delta G_p)_{dB} \cong 35,57 \text{ dB}$

1.1.2.c. Medida do "Q"

$$Q \cong 3,8 \rightarrow \text{condição: } f_o = 2,07 \text{ MHz}$$

1.2.1. Medidas C.C. \rightarrow condição: $V_{CC} = 9 \text{ V}$

$$V_{CEd} \cong 7,63 \text{ V} \text{ e } I_{CQd} \cong 1,26 \text{ mA}$$

1.2.2. Medidas C.A.

1.2.2.a. Ganho de Tensão:

$$G_{Vd} \cong -2,83 \rightarrow \text{condições: } f_m = 1 \text{ KHz, } V_{ed} = 600 \text{ mVpp}$$

1.2.2.b. Resposta em Frequência:

$$f_i = 0 \text{ Hz (C.C.)} \text{ e } f_s > 15 \text{ KHz}$$

1.2.2.c. Linearidade:

$$d_H \text{ (distorção harmônica)} < 1\% \rightarrow \text{condições: } f_m = 1 \text{ KHz,}$$

$$V_{ed} = 600 \text{ mVpp}$$

1.3. Consumo da Primeira Etapa:

$$I_{CC} \cong 11,3 \text{ mA} \text{ e } V_{CC} = 9 \text{ V}$$

2. SEGUNDA ETAPA: FILTRO

2.1. Medidas C.A.

2.1.1. Ganho de Tensão:

$$G_{Vf} \cong 8,2 \rightarrow \text{condições: } f_m = 5 \text{ KHz, } V_{ef} = 490 \text{ mVpp}$$

2.1.2. Freqüência de Corte:

$$f_a = 100 \text{ Hz, com rotação de fase de } 90^\circ \rightarrow \text{condição:}$$

$$V_{ef} = 490 \text{ mVpp}$$

2.1.3. Tempo de Subida:

$$t_s \cong 12 \text{ ms} \rightarrow \text{condição: degrau de } 340 \text{ mV}$$

2.2. Consumo da Segunda Etapa:

$$I_{CC} \cong 6,4 \text{ mA e } V_{CC} = 9 \text{ V}$$

3. TERCEIRA ETAPA: AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA DE AUDIOFREQUÊNCIA

3.1. Medidas C.A.

3.1.1. Sensibilidade:

$$v_s \cong 13 \text{ mVpp} \rightarrow \text{condições: } f_m = 1 \text{ KHz, } R_L = 8\Omega, V_{CC} = 6 \text{ V}$$

3.1.2. Ganho de Tensão:

$$G_{VA} \cong 323 \rightarrow \text{condições: } f_m = 1 \text{ KHz, } R_L = 8\Omega, V_{CC} = 6 \text{ V}$$

3.1.3. Potência Máxima de Saída:

$$P_{\max} \cong 280 \text{ mW} \rightarrow \text{condições: } f_m = 1 \text{ KHz, } R_L = 8\Omega, V_{CC} = 6 \text{ V}$$

3.1.4. Resposta em Freqüência:

$$f_i \cong 40 \text{ Hz}, f_s \cong 90 \text{ KHz} \rightarrow \text{condições: } R_L = 8 \Omega,$$

$$V_{CC} = 6 \text{ V}$$

3.2. Consumo da Terceira Etapa:

$$\text{Sem sinal: } V_{CC} = 6 \text{ V} \text{ e } I_{CC} \cong 13 \text{ mA}$$

$$\text{Com máximo sinal: } V_{CC} = 6 \text{ V} \text{ e } I_{CC} = 90 \text{ mA} \rightarrow (P_{\max})$$

$$\text{condição: } R_L = 8 \Omega$$

4. QUARTA ETAPA: OSCILADOR

4.1. Linearidade:

$$d_H \text{ (distorção harmônica)} \cong 2,05\%$$

$$\text{condições: } V_{CC} = 9 \text{ V}, V_{\text{sos}} = 3 \text{ Vpp em } R_C = 33 \Omega$$

4.2. Consumo da Quarta Etapa:

$$V_{CC} = 9 \text{ V} \text{ e } I_{CC} \cong 9,4 \text{ mA}$$

$$\text{condições: } V_{\text{sos}} = 3 \text{ Vpp em } R_L = 33 \Omega$$

2^a PARTE: APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS NAS PRINCIPAIS ETAPAS DO EQUIPAMENTO QUANDO TESTADO SOB CONDIÇÕES NORMAIS E REAIS.

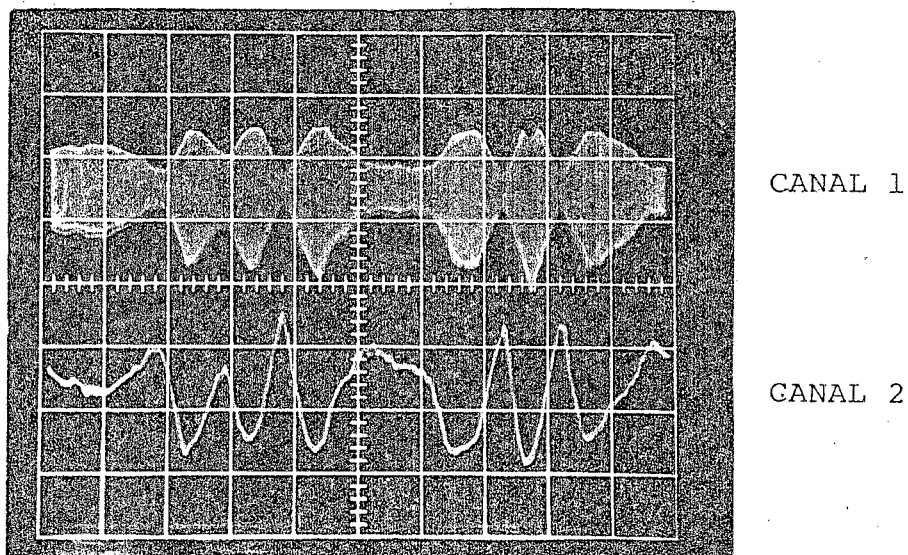


Fig.10.1 - Foto - Coração Fetal - Canal 1, saída do amplificador de RF, 0,05 V/Div; Canal 2, saída do detector, 2 V/Div; horizontal 0,1 s/Div.

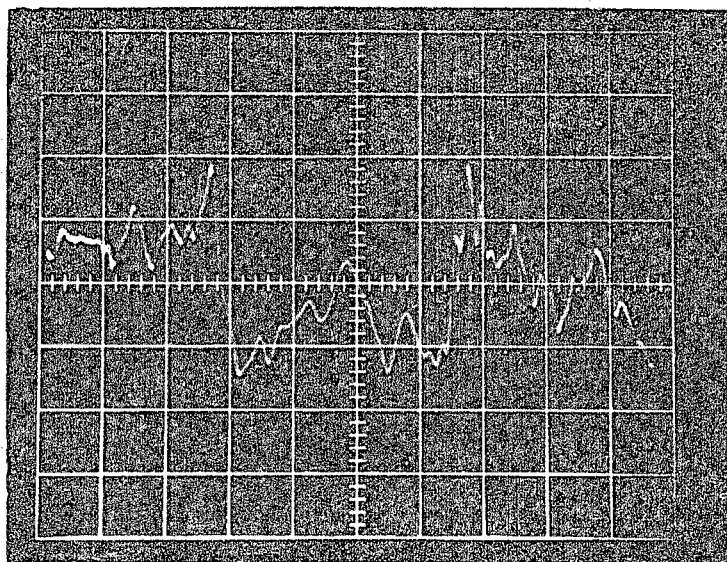


Fig.10.2 - Foto - Coração Fetal - saída do detector, 0,5 V/Div; horizontal 50 ms/Div.

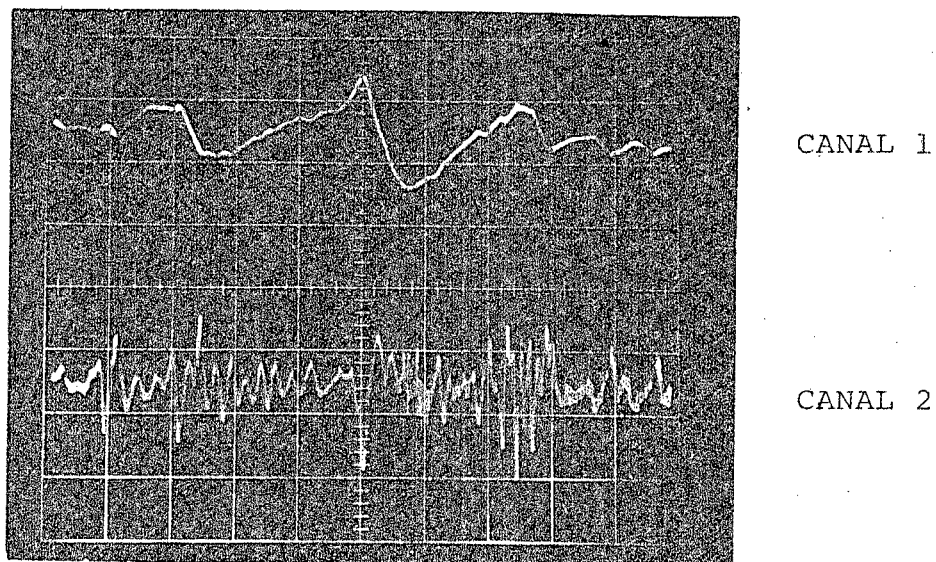


Fig.10.3 - Foto - Coração Fetal - Canal 1, saída do detector, 2 V/Div; Canal 2, saída do filtro, 0,5 V/Div; horizontal 50 ms/Div.

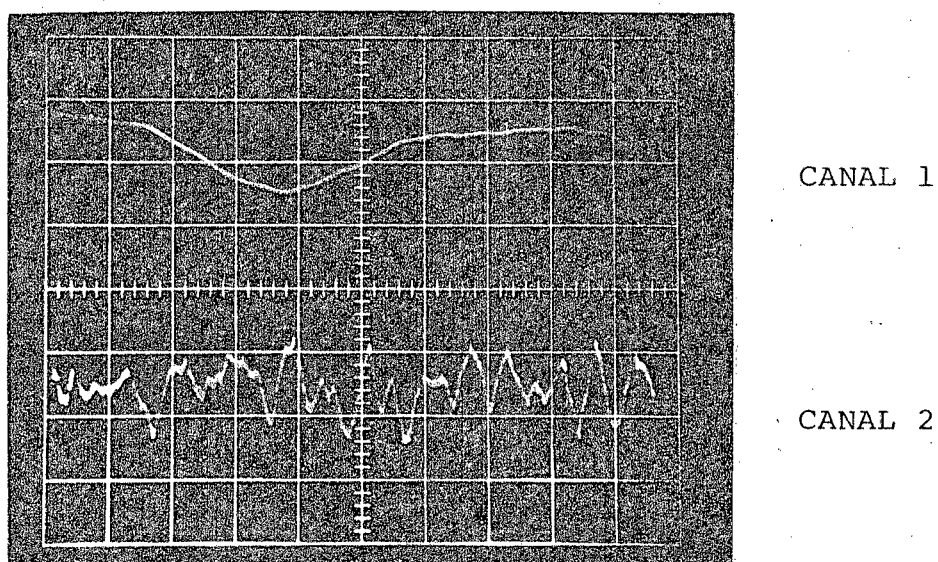


Fig.10.4 - Foto - Coração Fetal - Canal 1, saída do detector, 2 V/Div; Canal 2, saída do filtro, 0,2 V/Div; horizontal 20 ms/Div.

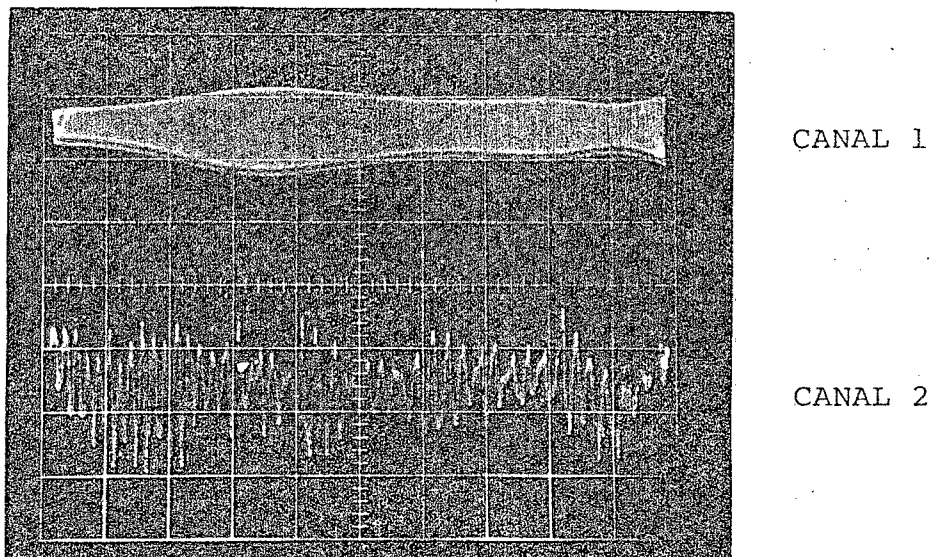


Fig.10.5 - Foto - Fluxo do Cordão Umbilical - Canal 1, saída do amplificador de RF, 0,05 V/Div; Canal 2, saída do filtro, 0,2 V/Div; horizontal 20 ms/Div.

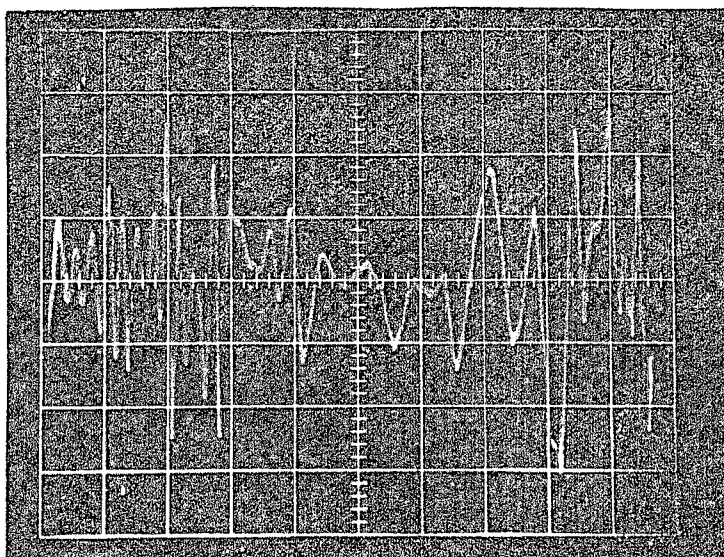


Fig.10.6 - Foto - Coração Fetal - saída do filtro, 0,2 V/Div; horizontal 20 ms/Div.

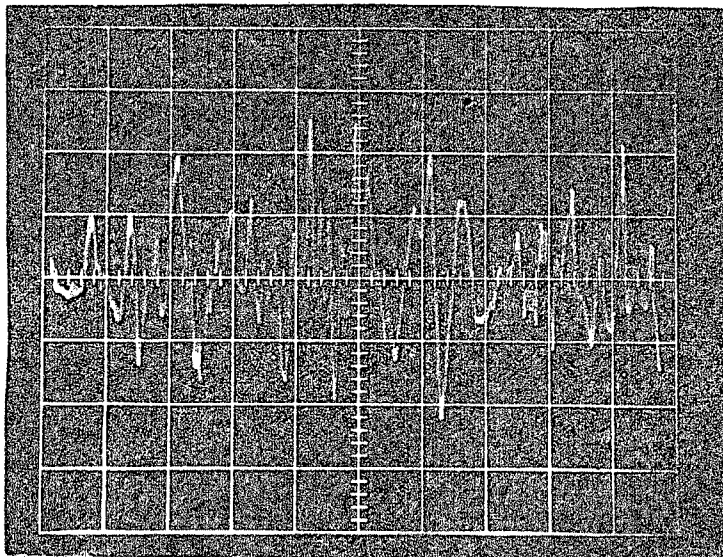


Fig.10.7 - Foto - Coração de Criança (idade - 10 meses) - saída do filtro, 1V/Div; horizontal 20 ms/Div.

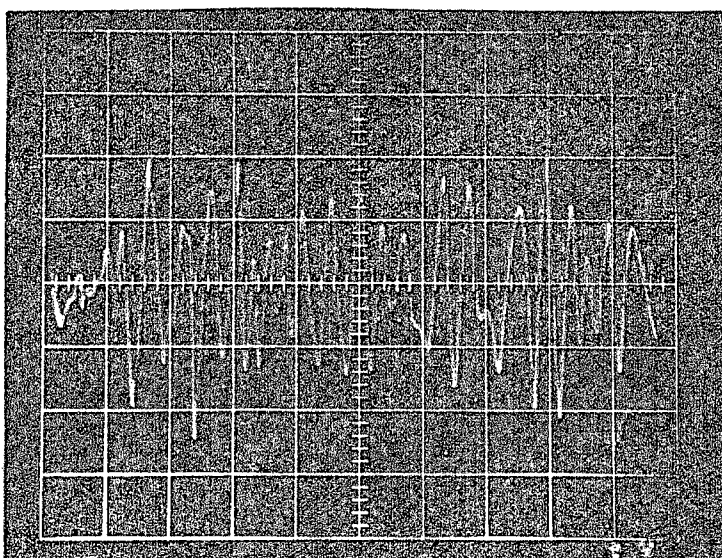


Fig.10.8 - Foto - Coração da Gestante - saída do filtro , 0,5 V/Div; horizontal 20 ms/Div.

CAPÍTULO II

DISCUSSÃO E CONCLUSÕES

Este trabalho teve por finalidade o desenvolvimento de um detector de batimento cardíaco para diagnóstico, pela ausculta ou registro, do comportamento fisiológico do feto durante o período de gestação.

Usou-se a técnica de ultra-som "Doppler" com emissão contínua, devido ao seu baixo custo comparado com outras técnicas.

A filosofia básica usada foi a de enviar ao coração fetal um feixe ultra-sônico e captar parte desta energia, refletida e espalhada, por meio de um receptor ultra-sônico. Isto foi realizado usando-se dois transdutores ultra-sônicos: um como transmissor e outro como receptor.

Os cristais piezelétricos empregados (transmissor e receptor) foram de zirconato/titanato de chumbo, por exibirem propriedades piezelétricas mais adequadas para esta realização, e serem de fabricação nacional. Para alojar estes cristais construiu-se uma ponteira transdutora, onde os cristais piezelétricos são posicionados de modo a conseguir-se o máximo rendimento nesta aplicação.

A geração do sinal para transmissão e o tratamento destes na recepção foram realizados eletronicamente.

Devido a natureza débil do sinal recebido houve necessidade de amplificá-lo. Foi projetado e construído um am

plificador sintonizado de dois estágios, para satisfazer a necessidade de ganho requerido.

A técnica de estabilidade usada foi a "Técnica por Descasamento" e como não existe restrição quanto a seletividade do amplificador optou-se pelas estruturas simples, sintonizadas sincronamente.

Para o acoplamento entre os estágios, no amplificador sintonizado, optou-se pelo acoplamento por divisor capacitivo por apresentar um menor custo.

O amplificador sintonizado também foi dotado de um controle automático de ganho, o qual tem por finalidade ajustar automaticamente o ganho ao valor necessário, evitando saturações nos estágios sintonizados.

A requerida informação "Doppler" apresenta-se como modulante do sinal recebido. Este sinal recebido contém modulação de amplitude e modulação de fase. Ambas, fase e amplitude, são função do desvio "Doppler".

Usou-se, neste projeto, a desmodulação de amplitude devido ao baixo custo e simplicidade.

Das técnicas possíveis para a desmodulação de um sinal de AM, a técnica usada foi a detecção pelo valor médio. Isto em virtude das seguintes razões:

- a) simplicidade da implementação comparada com a detecção síncrona;
- b) fidelidade de recuperação do sinal modulante comparada com detecção pelo valor de pico.

O objetivo é a ausculta fetal, portanto nem todo o espectro de frequências "Doppler" detectadas será de interesse.

A faixa de frequência de interesse é a faixa audível. Porém as componentes de frequências baixas (frequências não audíveis), devido aos níveis relativamente maiores que as audíveis, ocultam as mais importantes frequências na faixa desejada, além de produzirem saturações nos estágios de amplificação; daí a necessidade de filtragem.

Usou-se um filtro ("Passa Alta") com polos reais devido, principalmente à sua alta insensibilidade com relação aos componentes usados, e, em segundo lugar o não compromisso com sua resposta transitória, exigida pela forma quase impulsiva do sinal que está se propondo filtrar.

O sinal audível de saída do filtro foi injetado em um amplificador de audiofrequência. Usou-se para este amplificador, um circuito integrado monolítico fabricado pela IBRAPE, que tem como características principais: baixo consumo e alta sensibilidade, adaptando-se plenamente aos requisitos exigidos pelo projeto.

Como fonte para a geração da transmissão ultrassônica, usou-se um oscilador que detem algumas características especiais como: oscilador de potência, frequência independente da tensão de alimentação e frequência de oscilação fixada apenas por componentes passivos.

O oscilador usado foi do tipo classe "C", o qual apresenta todas as características citadas anteriormente.

No capítulo 10 são apresentados os resultados obtidos neste trabalho. A primeira parte deste capítulo expõe a verificação do projeto no laboratório e a segunda parte, os resultados obtidos em forma de fotografias das principais seções do equipamento quando testado sob condições normais e reais.

Na verificação de laboratório observa-se, que as discrepâncias entre os valores projetados e os medidos são menores do que 20%, com exceção da atuação do C.A.G. e da polarização do circuito do detector. Os valores projetados e os medidos são perfeitamente coerentes, já que foram usados componentes não selecionados com tolerância de $\pm 10\%$.

As discrepâncias maiores do que 20% (do valor projetado em relação ao valor medido) que são encontradas na atuação do C.A.G. e na polarização do circuito do detector são justificadas pelo fato de que, o parâmetro fundamental de suas derivações foram os " β " (ganho direto de corrente) dos transistores, os quais apresentam um grande espalhamento de unidade para unidade.

Para os resultados apresentados na segunda parte do capítulo 10, não foram feitas análises médicas, entretanto uma breve análise técnica das fotos foi realizada podendo inferir-se o bom funcionamento do equipamento.

Todos os sinais mostrados nas fotografias das figuras 10.1 até 10.8, foram obtidos posicionando a ponteira transdutora, sobre o alvo em observação, para conseguir-se o máximo nível de sinal e o mínimo ruído.

A figura 10.1 apresenta o sinal do coração fetal, obtido na saída do amplificador de RF e na saída do detector, canal 1 e canal 2 respectivamente.

Observa-se no canal 1 da figura 10.1 um sinal modulado em amplitude, cuja frequência da modulante é o desvio "Doppler". Nenhuma saturação é observada nesta figura, mostrando dessa forma o bom funcionamento do amplificador de RF.

Ainda na figura 10.1 é mostrado no canal 2 a desmodulação de amplitude do sinal do canal 1, observando-se assim, a boa linearidade e desempenho do desmodulador de amplitude usado.

Outra observação importante é a frequência do sinal obtido na saída do detector, o qual apresenta uma frequência de aproximadamente 10Hz. O sinal audível de interesse acha-se superposto a esta frequência de 10Hz e o seu nível de amplitude é muito pequeno, por isso deve-se submeter este sinal a uma filtragem.

Na figura 10.2 (sinal do coração fetal) é mostrado em uma escala ampliada a saída de sinal do detector, já dando para observar o aparecimento de algumas frequências mais elevadas e superpostas a fundamental.

Na figura 10.3 (sinal do coração fetal) é mostrado no canal 1, a saída de sinal do detector e no canal 2, a saída de sinal do filtro. O sinal de saída do detector tem frequência fundamental de aproximadamente 10Hz e o sinal de saída do filtro tem frequência fundamental de aproximadamente 120Hz.

Observando-se as devidas escalas de amplitude e sabendo-se que entre o detector e o filtro o ganho é de aproxima

madamente 10, constata-se que a relação das amplitudes de sinal de saída entre o detector e o filtro, é de aproximadamente 35 dB, comprovando desta forma a natureza débil do sinal "Doppler" de interesse.

Na figura 10.4 (sinal do coração fetal) é apresentado no canal 1, a saída do detector, e no canal 2, a saída do filtro. Esta foto é idêntica a figura 10.2, porém as escalas são diferentes. Nesta figura observa-se no canal 2, frequências mais elevadas do que as apresentadas no canal 2 da figura 10.3, devido a ampliação da escala de tempo.

A figura 10.5 apresenta o sinal obtido da detecção do fluxo do cordão umbilical. O canal 1 apresenta a saída do amplificador de RF e o canal 2, a saída do filtro, comprovando a diversificação do uso deste equipamento.

A figura 10.6 apresenta o sinal de ausculta do coração fetal (saída do filtro). A frequência fundamental de ausculta é aproximadamente de 200Hz.

A figura 10.7 apresenta o sinal do coração de uma criança de 10 meses de idade. A frequência deste sinal é semelhante a da figura 10.6, porém a amplitude é aproximadamente 5 vezes maior. Isto se dá devido a uma menor profundidade do coração e conseqüentemente uma menor absorção da energia ultra-sônica comparada com a detecção do coração fetal.

A figura 10.8 mostra o sinal do coração da gestante, e novamente observa-se que a amplitude deste sinal é maior do que a obtida do coração fetal e menor do que a obtida do coração de uma criança de 10 meses. Essas diferenças de amplitu

de concordam com as diferentes profundidades do coração nos três casos (figuras 10.6, 10.7 e 10.8).

Assim verificou-se que o uso deste instrumento não se restringe apenas ao seu emprego em obstetrícia. Pode-se também usá-lo para a detecção e diagnóstico do coração e das principais artérias em qualquer ser humano.

Uma grande vantagem para o usuário reside no fato de que o ganho de amplificador de RF ajusta-se automaticamente a uma gama bastante grande de variação do sinal de entrada, possibilitando dessa forma diversificado uso deste equipamento.

Futuramente, poderão ser efetuados estudos mais aprofundados visando à obtenção de um novo projeto, a fim de conseguir-se construir um equipamento com qualidade similar e de custo bem menos elevado.

A partir deste desenvolvimento, outros poderão ser realizados, por exemplo: detectar o fluxo de sangue em veias e artérias medindo sua velocidade, vazão e todas as grandezas que se relacionam com a velocidade das células vermelhas do sangue.

Outro estudo que pode ainda ser feito em relação a este equipamento, ora desenvolvido, é a melhora da sua relação sinal/ruído, usando-se como sugestão, para tal, outras técnicas de filtragem do sinal, como por exemplo: filtragem digital.

Um dos sérios problemas encontrados na construção deste equipamento, e que deve ser focalizado, foi a dificuldade na elaboração das placas de fiação impressa. Em vista disso para a construção das placas de fiação, deve o "lay-out" do amplificador de RF ser construído de tal maneira que não dê ao cir

Conclusão

cuito montado condições de oscilar. Esta mesma providência deve ser tomada no filtro e no amplificador de audiofrequência. Deve-se ter cuidados, também, com a circulação da corrente pelo terra, a fim de evitar o aparecimento de ruídos e outras oscilações indesejáveis.

A P Ê N D I C E 1

DETERMINAÇÃO DO DESVIO "DOPPLER" DEVIDO AO MOVIMENTO DE UMA PARTÍCULA DENTRO DE UM INFINITO CAMPO DE SOM.

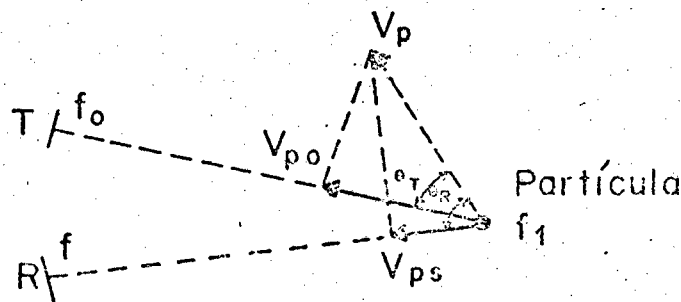


Fig.A.1-1 - Representação das componentes de velocidade da partícula em relação ao transmissor e receptor.

onde: v_{p0} - componente de velocidade da partícula como observadora em relação a fonte transmissora;

v_{ps} - componente de velocidade da partícula como fonte em relação ao observador receptor;

v_p - velocidade da partícula;

C - velocidade de propagação no meio;

θ_T - ângulo entre o feixe transmitido e a direção da velocidade da partícula;

θ_R - ângulo entre o feixe recebido e a direção da velocidade da partícula;

T - transmissor;

R - receptor;

f_0 - frequência transmitida;

f_1 - frequência observada pela partícula;

f - frequência observada pelo receptor;

Δf - diferença entre a frequência recebida e a frequência transmitida (desvio de frequência).

Tomando como base as duas equações do efeito "Doppler", uma para a fonte estática e observador em movimento, e outra para fonte em movimento e observador estático, pode-se reuni-las e obter uma única equação, que expresse a frequência "Doppler" recebida por um receptor estático, devido a frequência transmitida por um transmissor estático, sobre uma partícula em movimento.

a) fonte estática e observador em movimento:

$$f_1 = f_0 \left(\frac{C + v_{p0}}{C} \right) \quad (\text{A.1-1})$$

b) fonte em movimento e observador estático.

$$f = f_1 \left(\frac{C}{C - v_{ps}} \right) \quad (\text{A.1-2})$$

Desenvolvendo a equação (A.1-2) em série de Maclaurin, tem-se:

$$f = f_1 \left(1 + \frac{v_{ps}}{C} + \frac{v_{ps}^2}{C^2} + \frac{v_{ps}^3}{C^3} \dots \right) \quad (\text{A.1-3})$$

substituindo (A.1-1) em (A.1-3), obtêm-se:

$$f = f_0 \left(\frac{C + v_{p0}}{C} \right) \cdot \left(1 + \frac{v_{ps}}{C} + \frac{v_{ps}^2}{C^2} + \frac{v_{ps}^3}{C^3} \dots \right) \quad (\text{A.1-4})$$

Como:

$$f - f_0 = \Delta f_d \quad (\text{A.1-5})$$

Obtêm-se:

$$\Delta f_d = \frac{f_0}{C} \cdot (v_{p0} + v_{ps}) \left[1 + \frac{v_{ps}}{C} + \frac{v_{ps}^2}{C^2} + \frac{v_{ps}^3}{C^3} \dots \right] \quad (\text{A.1-6})$$

fazendo:

$$\frac{C}{v_{ps}} = K \quad (\text{A.1-7})$$

$$\Delta f_d = \frac{f_0}{C} \cdot (v_{p0} + v_{ps}) \left[1 + \frac{1}{K} + \frac{1}{K^2} + \frac{1}{K^3} \dots \right] \quad (\text{A.1-8})$$

Podê-se também escrever:

$$\Delta f_d = \frac{f_0}{C} \cdot (v_{p0} + v_{ps}) \left[1 + \frac{(K^n - 1)}{(K - 1)K^n} \right] \quad (\text{A.1-9})$$

Fazendo-se:

$$\frac{K^n - 1}{(K-1)K^n} = X \quad (\text{A.1-10})$$

tem-se:

$$\Delta f_d = \frac{f_0}{C} (v_{p_0} + v_{ps}) [1 + X] \quad (\text{A.1-11})$$

como em meios biológicos:

$$|C| \gg |v_{ps}|, \text{ então } |K| \gg 1, \text{ portanto } |X| \ll 1;$$

logo, $(1 + X) \cong 1$, e assim:

$$\Delta f_d \cong \frac{f_0}{C} (v_{p_0} + v_{ps}) \quad (\text{A.1-12})$$

Como:

$$v_{p_0} = v_p \cos \theta_T \quad (\text{A.1-13})$$

$$v_{ps} = v_p \cos \theta_R \quad (\text{A.1-14})$$

tem-se:

$$\Delta f_d \cong \frac{f_0}{C} v_p (\cos \theta_T + \cos \theta_R) \quad (\text{A.1-15})$$

Tendo-se em conta que em muitas aplicações, o receptor pode ter o mesmo ângulo que o transmissor:

$$\theta_T \cong \theta_R = \theta \quad (\text{A.1-16})$$

assim, obtém-se:

$$\Delta f_d \cong \frac{2f_0}{C} v_p \cos \theta \quad (\text{A.1-17})$$

A P Ê N D I C E 2

DETERMINAÇÃO FASORIAL DO SINAL "DOPPLER" RECEBIDO.

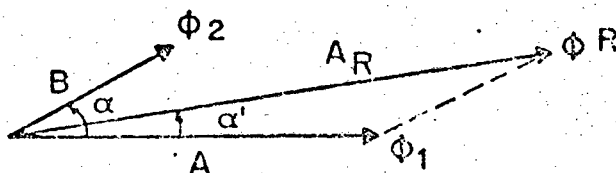


Fig.A.2-1 - Representação fasorial do sinal "Doppler" recebido.

onde: ϕ_1 - sinal resultante devido às reflexões em fronteiras estáticas;

ϕ_2 - sinal resultante devido às reflexões em fronteiras dinâmicas;

A - amplitude de ϕ_1 ;

B - amplitude de ϕ_2 ;

ϕ_R - sinal "Doppler" recebido;

α - ângulo entre ϕ_1 e ϕ_2 ;

A_R - amplitude de ϕ_R ;

α' - ângulo entre ϕ_1 e ϕ_R .

Assim, pela Fig.A.2-1, tem-se:

$$\phi_R = \phi_1 + \phi_2 \quad (\text{A.2-1})$$

Como:

$$\phi_1 = A \cos \omega_0 t \quad (\text{A.2-2})$$

$$\phi_2 \cong B \cos (\omega_0 t + \alpha) \quad (\text{A.2-3})$$

tem-se:

$$\phi_R = A \cos \omega_0 t + B \cos (\omega_0 t + \alpha) \quad (\text{A.2-4})$$

Ainda, pela Fig.A.2-1, extrai-se:

$$\phi_R = A_R \cos (\omega_0 t + \alpha') \quad (\text{A.2-5})$$

Onde:

$$A_R = \sqrt{A^2 + B^2 + 2AB \cos \alpha} \quad (\text{A.2-6})$$

Portanto:

$$\phi_R = \sqrt{A^2 + B^2 + 2AB \cos \alpha} \cdot \cos \left[\omega_0 t + \arcsen \left(\frac{B}{A_R} \operatorname{sen} \alpha \right) \right] \quad (\text{A.2-7})$$

se: $A \gg B$

Obtêm-se:

$$\text{a) } A_R \cong A + B \cos \alpha \quad (\text{A.2-8})$$

$$\text{b) } (\omega_0 t + \alpha') \cong \left(\omega_0 t + \frac{B}{A} \operatorname{sen} \alpha \right) \quad (\text{A.2-9})$$

então:

$$\phi_R \cong (A + B \cos \alpha) \cos \left(\omega_0 t + \frac{B}{A} \operatorname{sen} \alpha \right) \quad (\text{A.2-10})$$

Como:

$$\alpha = 2\pi \Delta f_d \cdot t \quad (\text{A.2-11})$$

tem-se:

$$\phi_R = (A + B \cos 2\pi \Delta f_d \cdot t) \cos \left(\omega_0 t + \frac{B}{A} \cdot \operatorname{sen} 2\pi \Delta f_d \cdot t \right) \quad (\text{A.2-12})$$

A P Ê N D I C E 3

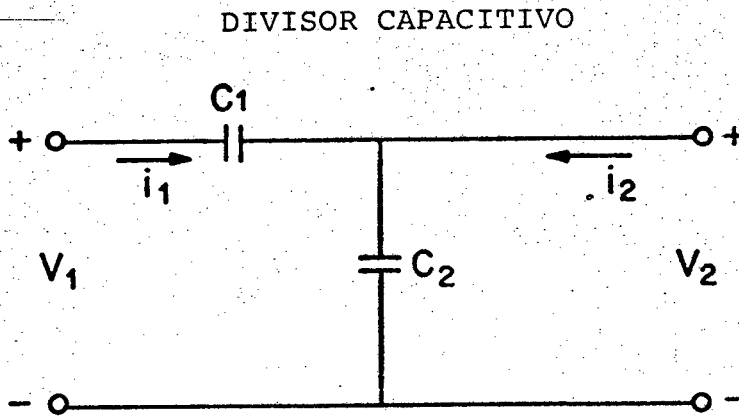


Fig.A.3-1 - Circuito do Divisor Capacitivo.

Se for determinado o circuito equivalente a partir dos parâmetros Γ (matriz híbrida inversa) tem-se:

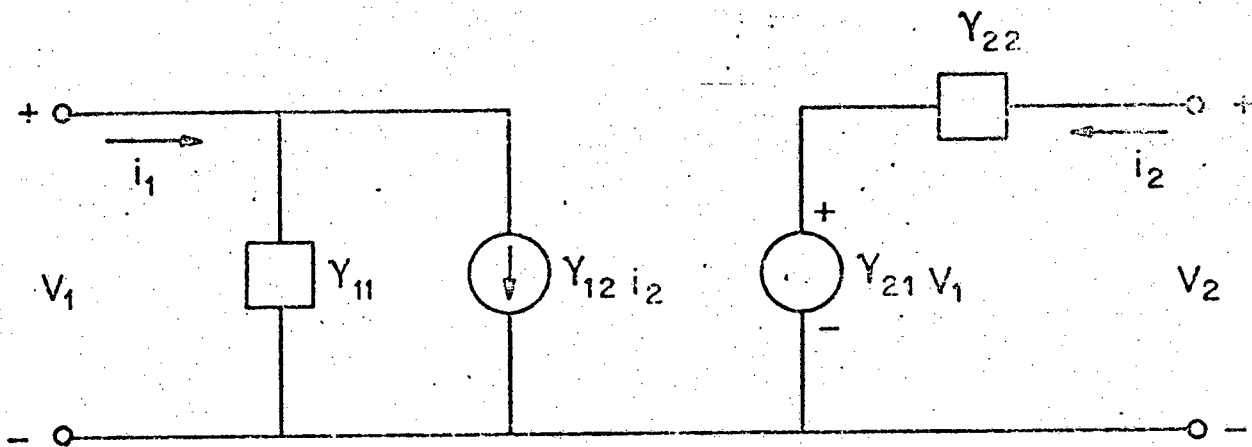


Fig.A.3-2 - Quadripolo representativo dos parâmetros Γ .

Assim:

$$Y_{11} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{i_2 = 0}$$

$$Y_{12} = \left. \frac{i_1}{i_2} \right|_{v_1 = 0}$$

$$\gamma_{21} = \frac{v_2}{v_1} \Big|_{i_2 = 0}$$

$$\gamma_{22} = \frac{v_2}{i_2} \Big|_{v_1 = 0}$$

Portanto, para o circuito do divisor capacitivo,

tem-se:

$$\Gamma = \begin{bmatrix} S \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} & - \frac{C_1}{C_1 + C_2} \\ \frac{C_1}{C_1 + C_2} & \frac{1}{S(C_1 + C_2)} \end{bmatrix}$$

Deste modo, para $\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} = C$, obtêm-se como modelo para o circuito da Fig.A.3-1 o circuito apresentado na Fig.A.3-3.

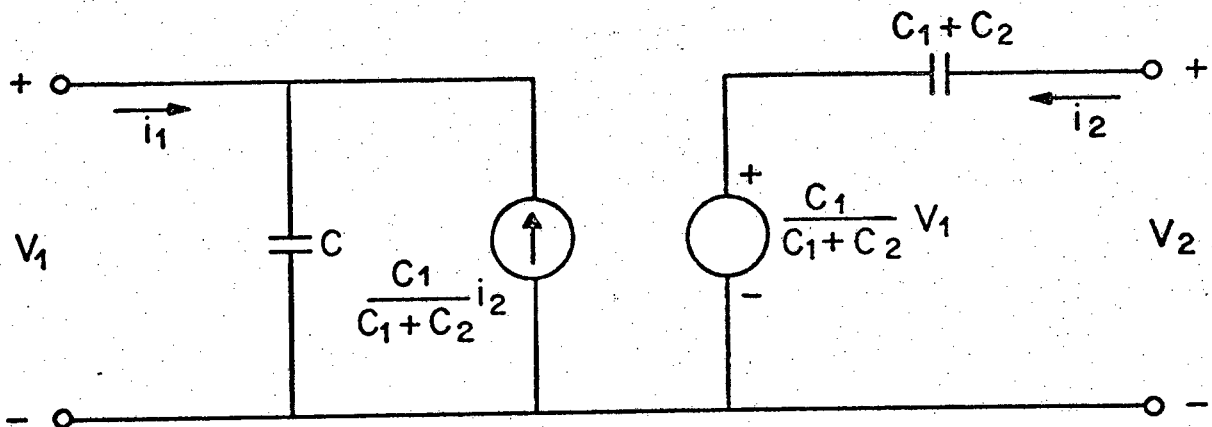


Fig.A.3-3 - Modelo do divisor capacitivo representado pelos parâmetros Γ .

Desta forma, pode-se também modelar as duas fontes controladas do circuito equivalente pelo primário e secundário de um transformador ideal, já que o princípio básico de transferência de energia é satisfeito, ou seja, as potências!

no primário e secundário são iguais.

Portanto:

$$\frac{N_2}{N_1} = N_{21} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (\text{A.3-1})$$

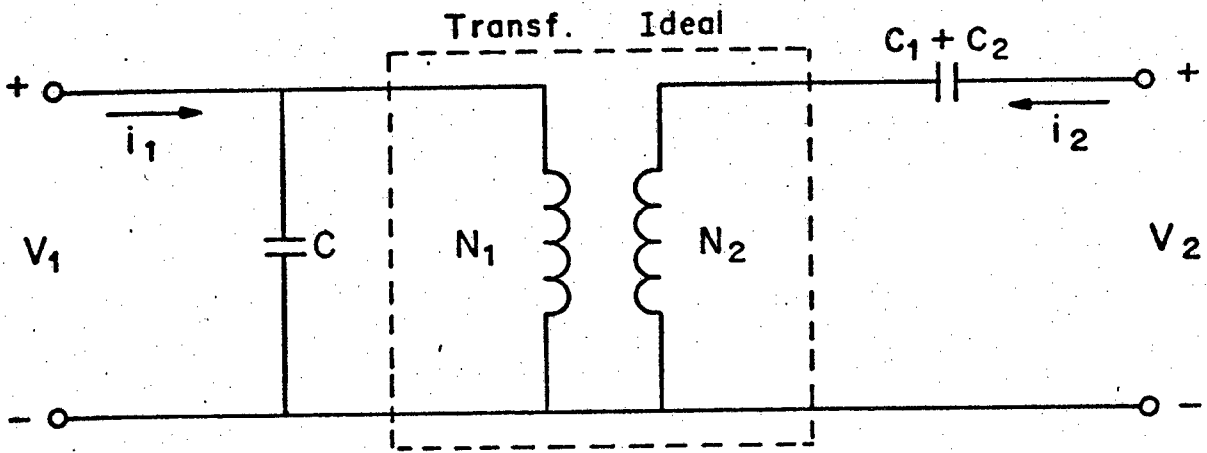


Fig.A.3-4 - Modelo do divisor capacitivo usando como elementos de transferência um transformador ideal.

Como este divisor é carregado em sua saída com uma determinada impedância que é, normalmente, um circuito RC paralelo, deve considerar-se a carga somente $G (= \frac{1}{R})$, devido à parte resistiva, porque qualquer capacitância deverá estar incluída em C_2 .

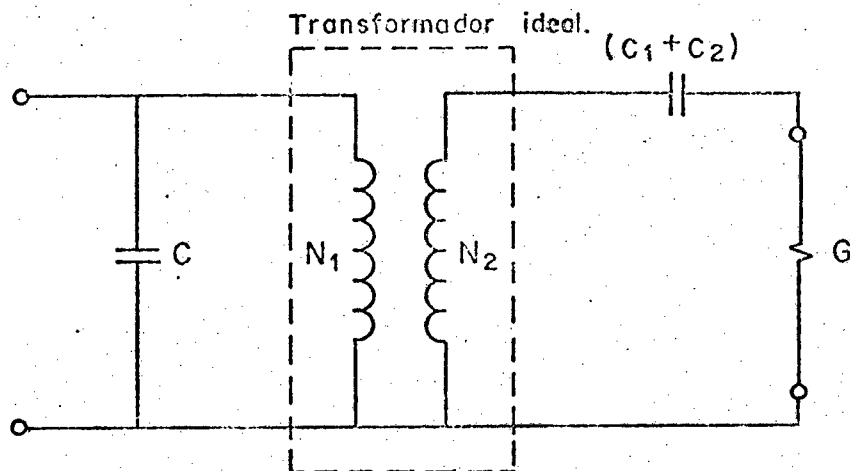


Fig.A.3-5 - Modelo do circuito do divisor capacitivo carregado.

Ainda se $[\omega (C_1 + C_2)]^2 \gg G^2$ pode simplificar-se o circuito do divisor capacitivo para o circuito apresentado na Fig.A.3-6.

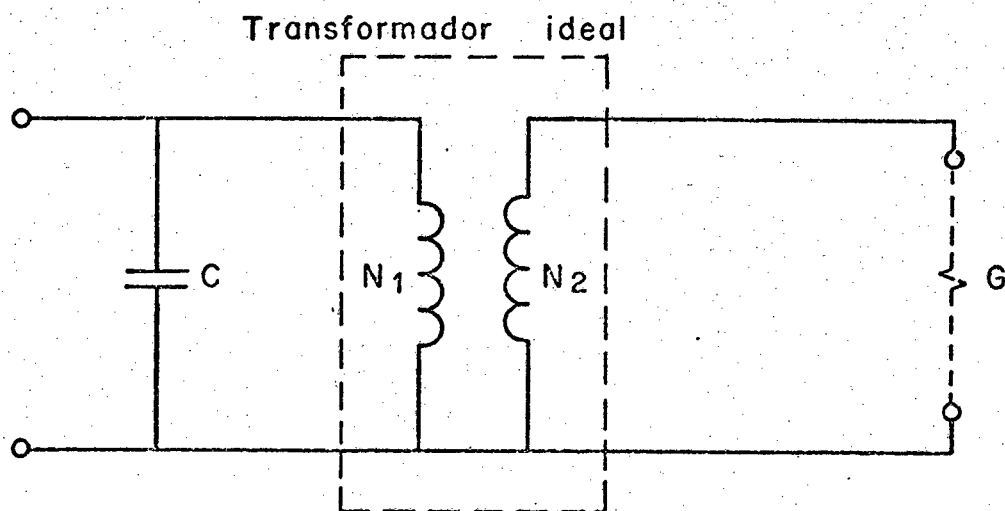


Fig.A.3-6 - Modelo do circuito do divisor capacitivo carregado resistivamente para a restrição de $[\omega(C_1 + C_2)]^2 \gg G^2$.

A P Ê N D I C E 4

DETERMINAÇÃO DO PONTO DE OPERAÇÃO DO 2º ESTÁGIO PARA ENTREGAR UMA DETERMINADA POTÊNCIA À ENTRADA DO DETECTOR.

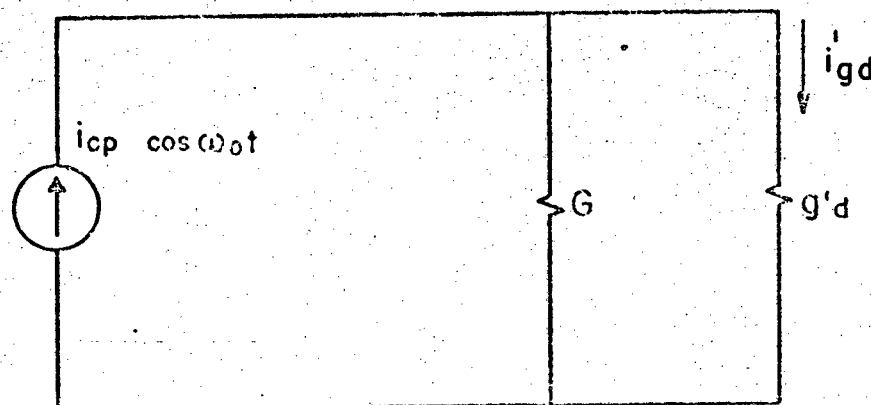


Fig.A.4-1 - Circuito de saída do 2º estágio.

A Fig.(A.4-1) representa o circuito de saída do 2º estágio, onde:

$$G + g'_d = G'_3 \quad (\text{A.4-1})$$

Sendo: g'_d a carga transferida de entrada do detector.

Daí, pode calcular-se a potência máxima entregue pelo transistor do 2º estágio a G'_3 .

Portanto:

$$P_{S2\max} = \left(\frac{i_{cp\max}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{G'_3} \quad (\text{A.4-2})$$

se:

$$\frac{i_{cpmax}}{\sqrt{2}} = I \quad (A.4-3)$$

tem-se:

$$P_{S2max} = I^2 \frac{1}{G_3} \quad (A.4-4)$$

Assim:

$$i'_{gdmax} = I \frac{g'_d}{G_3} \quad (A.4-5)$$

Desta forma,

$$P'_{dgmax} = \frac{I^2 \cdot g'_d}{G_3^2} \quad (A.4-6)$$

onde: P'_{gdmax} é a potência máxima entregue ao detector.

Assim, pode determinar-se o ganho de potência no acoplamento entre o 2º estágio e o detector:

$$G_3 = \frac{P'_{gd}}{P_{S2}} = \frac{g'_d}{G_3} \quad (A.4-7)$$

Admitindo-se uma perda de até 3dB no acoplamento entre o detector e o 2º estágio, tem-se:

$$(G_3)_{dB} \leq -3_{dB}$$

ou

$$G_3 < \frac{1}{2}$$

Adotando-se o pior caso, obtém-se:

$$G_3^* = \frac{1}{2}$$

Assim:

$$P_{S2max} = 2 \cdot P_{gdmax} \quad (A.4-8)$$

Como:

$$i_{cpmax} = \sqrt{2P_{S2max} \cdot G_3^*} \quad (A.4-9)$$

É comum dar-se uma folga em I_{CQmin} para evitar corte.

Assim:

$$I_{CQmin} > i_{cpmax} \quad (A.4-10)$$

Adotando-se uma folga de 25%, tem-se:

$$I_{CQmin} \geq \frac{4}{3} i_{cpmax} \quad (A.4-11)$$

Portanto:

$$I_{CQmin} \geq \frac{4}{3} \sqrt{2P_{S2max} \cdot G'_3} \quad (A.4-12)$$

Como admite-se uma perda no acoplamento de até 3dB, tem-se:

$$P_{S2max} = 2P'_{gdmax} \quad (A.4-13)$$

Portanto:

$$I_{CQmin} \geq \frac{8}{3} \sqrt{P'_{gdmax} \cdot G'_3} \quad (A.4-14)$$

Uma vez estabelecida a inequação para o cálculo da corrente mínima de polarização, deve determinar-se, também, uma inequação para V_{CEmin} .

Assim:

$$V_{CEmin} \geq V_{CEK} + v_{Spmax} \quad (A.4-15)$$

onde: v_{Spmax} é a máxima tensão de pico na saída e V_{CEK} é a mínima tensão para que o transistor possa atuar na região ativa.

Portanto:

$$v_{Spmax} = \frac{i_{cpmax}}{G'_3} \leq \frac{3}{4} \cdot \frac{I_{CQmin}}{G'_3} \quad (A.4-16)$$

Assim:

$$V_{CEmin} \geq V_{CEK} + \frac{3}{4} \frac{I_{COmin}}{G_3} \quad (A.4-17)$$

A P Ê N D I C E 5

CÁLCULO DOS PARÂMETROS "Y" DO TRANSISTOR BF 494 PARA O PONTO DE OPERAÇÃO DE $V_{CE} = 5V$, $I_C = 5mA$ E FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO $(f_o) = 2MHz$.

Do manual, extrai-se:

para:
$$\left[\begin{array}{l} V'_{CE} = 10V \\ I'_C = 5mA \\ f' = 450KHz \rightarrow (\omega' = 2,827 \text{ Mrd/s}) \end{array} \right.$$

$$g'_{ie} = 1,15 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$b'_{ie} = 0,18 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$|y'_{re}| = 2,2 \cdot 10^{-6} \Omega$$

$$\varphi_{re} = 270^\circ$$

$$|y'_{fe}| = 123 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$\varphi_{fe} = 360^\circ$$

$$g'_{oe} = 21 \cdot 10^{-6} \Omega$$

$$b'_{oe} = 4,54 \cdot 10^{-6} \Omega$$

Portanto:

$$C'_{ie} = \frac{b'_{ie}}{\omega'} \quad \text{assim,} \quad C'_{ie} = 63,66 \text{ pF}$$

$$C'_{re} = \frac{y_{re} \cdot \text{sen } 270^\circ}{\omega'} \quad \text{assim,} \quad -C'_{re} = 0,78 \text{ pF}$$

$$C'_{oe} = \frac{b'_{oe}}{\omega'} \quad \text{assim,} \quad C'_{oe} = 1,61 \text{ pF}$$

Escrevendo C'_{ie} , C'_{re} e C'_{oe} em função dos capacitores físicos do transistor conforme [10], tem-se:

$$C'_{ie} = k_1 (C'_\pi + C'_\mu) \quad (\text{A.5-1})$$

$$C'_{re} = k_1 \cdot C'_\mu \quad (\text{A.5-2})$$

$$C'_{oe} = k_2 \cdot C'_\mu \quad (\text{A.5-3})$$

C'_{re} e C'_{oe} são afetados por V_{CB} da mesma maneira que C'_μ .

Como o BF 494 é um transistor epitaxial de junção gradual, a variação de C'_μ em relação a V_{CB} é uma função do tipo:

$$C'_\mu \cong K (V_{BC} + \psi_0)^{-1/3}$$

Para transistores de silício:

$$\psi_0 \cong 1,2V$$

Portanto:

$$-C'_{re} \cong \sqrt[3]{\frac{(V_{CE} - V_{BE}) + \psi_0}{(V_{CE} - V_{BE}) + \psi_0}} \cdot (-C'_{re}) \quad (\text{A.5-5})$$

$$C'_{oe} \cong \sqrt[3]{\frac{(V_{CE} - V_{BE}) + \psi_0}{(V_{CE} - V_{BE}) + \psi_0}} \cdot (C'_{oe}) \quad (\text{A.5-6})$$

Assim, para $V_{CE} = 5V$; $V_{BE} \approx 0,6V$; $V'_{CE} = 10V$;
 $V'_{BE} \approx 0,6V$; $\psi_0 \approx 1,2V$; $-C'_{re} = 0,78pF$ e $C'_{oe} = 1,61pF$ têm-se:

$$-C'_{re} \approx 1pF \quad \text{e} \quad C'_{oe} \approx 2pF$$

Como:

$$k_1 \cdot C'_{\pi} = C'_{ie} - (-C'_{re})$$

$$k_1 \cdot C'_{\pi} = 62,88pF$$

Assim:

$$C'_{ie} = k_1 \cdot C'_{\pi} + (-C'_{re})$$

$$\text{Portanto: } C'_{ie} \approx 64pF$$

Desta forma, obtêm-se: os parâmetros do transistor para $V_{CE} = 5V$, $I_C = 5mA$ e $f_o = 2MHz$.

$$g_{ie} = ?$$

$$b_{ie} = 0,8 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$|y_{re}| = 12,57 \cdot 10^{-6} \Omega$$

$$\varphi_{re} = 270^\circ$$

$$|y_{fe}| = 123 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$\varphi_{fe} = 360^\circ$$

$$g_{oe} = ?$$

$$b_{oe} = 25,1 \cdot 10^{-6} \Omega$$

Na correção da parte real das admitâncias, calcula-se a parte imaginária para a frequência = 2MHz no mesmo ponto de operação dado pelo manual ($V_{CE} = 10V$ e $I_C = 5mA$) e extrai-se das curvas do mesmo a nova parte real das admitâncias.

Portanto:

$$b_{ie}'' = 0,8 \cdot 10^{-3} \Omega \quad \text{-----} \rightarrow \quad g_{ie} = 1,15 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$b_{oe}'' = 20,23 \cdot 10^{-6} \Omega \quad \text{-----} \rightarrow \quad g_{oe} = 26,3 \cdot 10^{-6} \Omega$$

$|Y_{fe}|$, praticamente, nesta frequência ($f_o = 2MHz$) só existe parte real e basicamente não sofre alteração.

$|Y_{re}|$, praticamente, só existe parte imaginária, portanto, já foi corrigido.

Parâmetros do transistor BF 494 para: $V_{CE} = 5V$,
 $I_C = 5mA$ e $f_o = 2MHz$.

$$y_{ie} = 1,15 \cdot 10^{-3} \Omega + j 0,8 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$y_{re} = -j 12,57 \cdot 10^{-6} \Omega$$

$$y_{fe} = 123 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$y_{oe} = 26,3 \cdot 10^{-6} \Omega + j 25,1 \cdot 10^{-6} \Omega$$

A P Ê N D I C E 6

CÁLCULO DO CAPACITOR DE ENTRADA DO CIRCUITO DO DETECTOR.

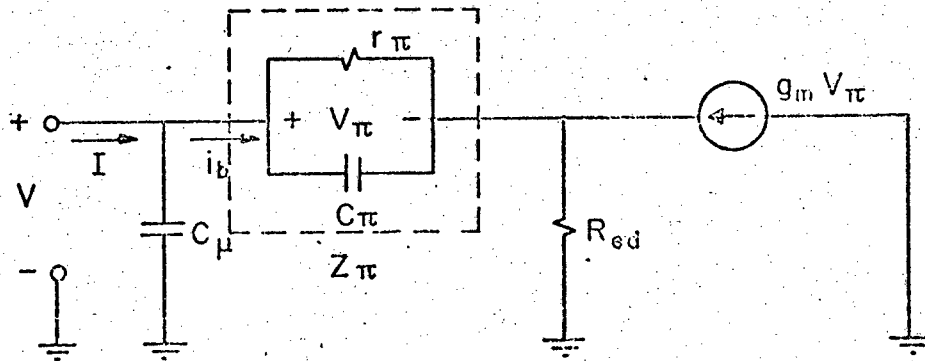


Fig.A.6-1 - Circuito equivalente do detector em altas frequências.

A figura (A.6-1) representa o circuito equivalente do detector em altas frequências, para o cálculo do capacitor de entrada do detector.

Sendo:

$$I = V C_{\mu} + i_b \quad (\text{A.6-1})$$

e como:

$$V \cong i_b Z_{\pi} + R_{ed} \cdot g_m \cdot V_{\pi} \quad (\text{A.6-2})$$

onde: $Z_{\pi} = \frac{1}{s C_{\pi} + g_{\pi}}$ (A.6-3)

tem-se:

$$i_b \cong \frac{V Y_{\pi}}{(1 + g_m \cdot R_{ed})} \quad (\text{A.6-4})$$

onde: $Y_{\pi} = \frac{1}{Z_{\pi}}$ (A.6-5)

Portanto:

$$\frac{I}{V} = S \left(C_{\mu} + \frac{C_{\pi}}{(1 + g_m \cdot R_{ed})} \right) + \frac{g_{\pi}}{(1 + g_m \cdot R_{ed})} \quad (\text{A.6-6})$$

e dessa forma:

$$C_{ed} = C_{\mu} + \frac{C_{\pi}}{(1 + g_m \cdot R_{ed})} \quad (\text{A.6-7})$$

onde: C_{ed} é o capacitor de entrada do circuito do detector.

A P Ê N D I C E 7

ESPECIFICAÇÕES DO TRANSDUTOR USADO.

- Fabricante: Thornton - INPEC ELETRÔNICA S.A.
- Material: zirconato/titanato de chumbo
- Espessura: aproximadamente (ℓ) = 0,8 mm
- Freqüência de ressonância (f_0) = 2MHz $\pm 10\%$
- Fator de perdas dielétricas ($\text{tg } \delta$) = 0,021
- Capacitância estática (C_0) = 4,1 nF
- Velocidade do som no cristal (C_m) = 3,2Km/s
- Densidade do cristal (ρ_m) = $7,5 \cdot 10^3$ Kg/m³
- Coeficiente de acoplamento (K_c) = 0,40
- Área da pastilha (S) = 3,8 cm²

A partir destas especificações, fornecidas pelo fabricante, calculam-se outras especificações importantes, tais como:

- Constante de rigidez mecânica (C_{hk})

$$C_{hk} = \frac{\rho_m \cdot \omega_0^2 \cdot \ell^2}{\pi^2} \quad (\text{A.7-1})$$

A equação acima foi extraída do [9]

$$\text{Assim, } C_{hk} \cong 76,79 \cdot 10^9 \text{ N/m}^2$$

- Constante dielétrica (ϵ)

$$\epsilon = \frac{C_0 \cdot l}{S \epsilon_0} \quad (\text{A.7-2})$$

Assim, $\epsilon \approx 976,2$

- Constante de esforço piezelétrico (e_{ik})

$$e_{ik} = K_c \sqrt{\epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot C_{hk}} \quad (\text{A.7-3})$$

Equação extraída de [9]

Assim, $e_{ik} \approx 10,3$ Coulomb/m²

- Fator de transformação eletromecânica (α_f)

$$\alpha_f = \frac{e_{ik} \cdot S'}{l} \quad (\text{A.7-4})$$

Para: $S' = \frac{S}{2} = 1,9$ cm²; $e_{ik} = 10,3$ Coulomb/m²;

$l = 0,8$ mm, obtêm-se:

$$\alpha_f = 2,445 \text{ Coulomb/m}$$

Como é conhecida a velocidade do som e a densidade da carga acústica adjacente do cristal, pode calcular-se a impedância de radiação (Z_R).

$$Z_R = \rho_0 \cdot C \cdot S' \quad (\text{A.7-5})$$

onde: " $\rho_0 \cdot C$ " é a impedância característica da carga acústica que

é igual a $3,2 \cdot 10^6$ Kg/sm²

Assim, $Z_R \approx 6,1 \cdot 10^2$ Kg/s

Desta forma, pode determinar-se a resistência de movimentação R_e (com encosto de ar) para o transdutor como receptor e R_l para o transdutor como transmissor.

Assim:

$$R_e \equiv R_l = \frac{Z_R}{4\alpha_f^2} \quad (\text{A.7-6})$$

Portanto: $R_e \equiv R_l \approx 25,5\Omega$

A P Ê N D I C E 8

EQUACIONAMENTO PARA O C.A.G. DO 1º ESTÁGIO.

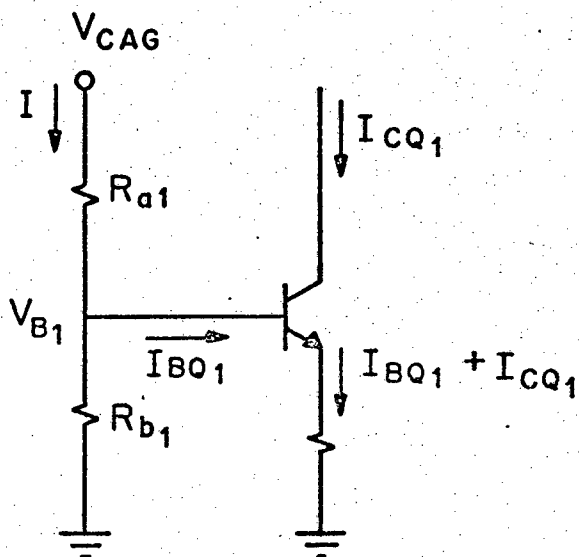


Fig.A.8-1 - Circuito de polarização do 1º estágio.

A figura (A.8-1) representa o circuito do 1º estágio, que deve ter seu ganho comandado pelo C.A.G.

Como tem-se uma faixa de variação da tensão de comando para o C.A.G., deve determinar-se um conjunto de equações para que se possa calcular os componentes, e satisfazer' simultaneamente a condição de ganho máximo e mínimo para V_{CAG} máximo e mínimo.

Assim, do circuito da Fig.(A.8-1), extrai-se:

$$V_{CAG} = IR_{a1} + IR_{b1} - I_{BQ1} \cdot R_{B1} \quad (A.8-1)$$

$$V_{CAG} = IR_{a1} + V_{B1} \quad (A.8-2)$$

onde:

$$I = \frac{V_{CAG} - V_{B1}}{R_{a1}} \quad (A.8-3)$$

Portanto:

$$(V_{CAG} - V_{B1}) G_{a1} = G_{b1} \cdot V_{B1} + I_{BQ1} \quad (A.8-4)$$

onde:

$$G_{a1} = \frac{1}{R_{a1}} \quad (A.8-5)$$

$$G_{b1} = \frac{1}{R_{b1}} \quad (A.8-6)$$

$$V_{B1} = V_{BE1} + R_{E1} (I_{CQ1} + I_{BQ1}) \quad (A.8-7)$$

Assim, escrevendo esta equação para as duas situações (máxima e mínima) têm-se:

$$(V_{CAGmax} - V_{BE1max}) G_{a1} = G_{b1} \cdot V_{B1max} + I_{BQ1max} \quad (A.8-8)$$

$$(V_{CAGmin} - V_{BE1min}) G_{a1} = G_{b1} \cdot V_{B1min} + I_{BQ1min} \quad (A.8-9)$$

onde:

$$V_{B1max} = V_{BE1max} + R_{E1} (I_{CQ1max} + I_{BQ1max}) \quad (A.8-10)$$

$$V_{B1min} = V_{BE1min} + R_{E1} (I_{CQ1min} + I_{BQ1min}) \quad (A.8-11)$$

Como:

$$I_{CQ1max} \gg I_{BQ1max} \quad (A.8-12)$$

$$I_{CQ1min} \gg I_{BQ1min} \quad (A.8-13)$$

Pode-se escrever:

$$V_{B1max} \cong V_{BE1max} + R_{E1} \cdot I_{CQ1max} \quad (A.8-14)$$

$$V_{B1min} \cong V_{BE1min} + R_{E1} \cdot I_{CQ1min} \quad (A.8-15)$$

A P Ê N D I C E 9

DETERMINAÇÃO DA TENSÃO DE COMANDO DO C.A.G. EM FUNÇÃO DO NÍVEL DA PORTADORA, E CÁLCULO DO FILTRO.

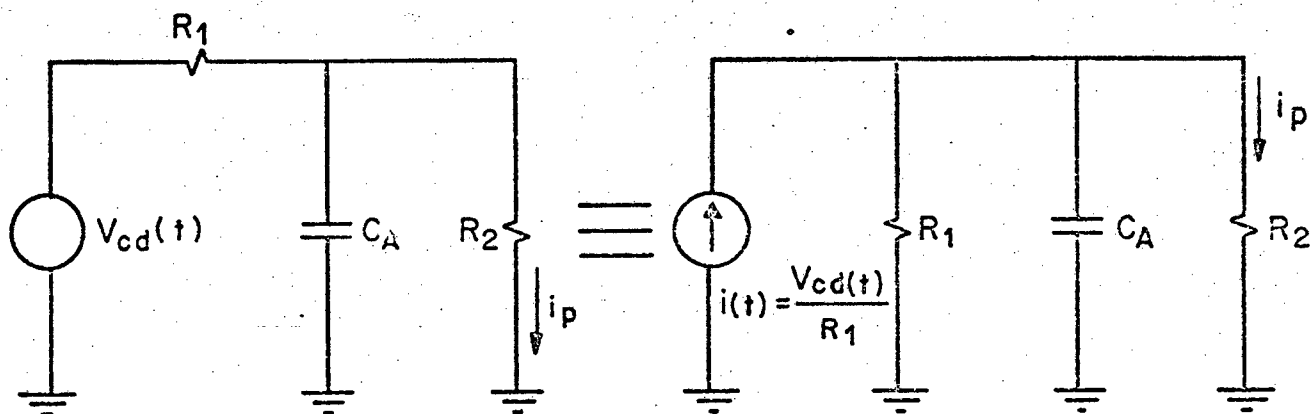


Fig.A.9-1 - Circuito de saída do detector e comando do C.A.G.

A figura (A.9-1) representa o circuito de saída do detector, onde $v_{cd}(t)$ é a saída de tensão total ("AC" + "DC") do detector, e comando do C.A.G.

Assim:

$$v_{cd}(t) = V_{cdmax} + v_{od}(t) \quad (A.9-1)$$

Sendo: V_{cdmax} a tensão "DC" no coletor do transistor do detector, quando nenhum sinal é injetado em sua entrada e $v_{od}(t)$ a saída "AC" do detector.

Como:

$$v_{od}(t) = -K_d \cdot g(t) \quad (A.9-2)$$

onde: K_d (para o circuito detector usado no projeto) é:

$$K_d = \frac{\beta R_{cd}}{\pi [h_{ie} + (\beta + 1) R_e]}$$

$v_{od}(t)$ também pode ser escrito da seguinte maneira:

$$v_{od}(t) = -K_d \cdot A [1 + m \cdot f(t)] \quad (A.9-3)$$

Do circuito:

$$i(t) = \frac{v_{cd}(t)}{R_1} \quad (A.9-4)$$

Portanto:

$$i(t) \cong \frac{(V_{cdmax} - K_d \cdot A) \cdot (K_d \cdot A \cdot m \cdot f(t))}{R_1} \quad (A.9-5)$$

Assim, admitindo-se que o filtro (formado pelos componentes R_1 , R_2 , e C_A) efetue o valor médio de $i(t)$ e supondo que o valor médio da $f(t)$ seja igual a 0 (zero), obtêm-se:

$$i_p(t) \cong \frac{V_{cdmax} - K_d \cdot A}{R_1 + R_2} \quad (A.9-6)$$

Portanto:

$$V_{CAG} \approx i_p(t) \cdot (R_1 + R_2) \quad (A.9-7)$$

Assim:

$$V_{CAG} \approx V_{cdmax} - K_d \cdot A \quad (A.9-8)$$

Determinação do filtro:

A função de transferência do filtro apresentado na figura (A.9-1) é:

$$H(S) = \frac{I_P(S)}{I(S)} = \frac{R_1}{S C_A R_1 R_2 + R_1 R_2} \quad (A.9-9)$$

Portanto:

$$C_A = \frac{1}{\omega_i (R_1 // R_2)} \quad (A.9-10)$$

onde: $\omega_i = |S|$

(A.9-11)

O valor de C_A será determinado em função de ω_i , se for adotado um valor de ω_i muito pequeno, a velocidade de atuação será baixa, não satisfazendo o desejado controle. E se o valor de ω_i for muito grande haverá realimentação da frequência da modulante, prejudicando bastante a requerida informação.

Assim, ω_i deve ser escolhido de modo a satisfazer as duas condições anteriores, portanto, um bom valor para ω_i é usá-lo idêntico a mais baixa frequência da modulante.

A P Ê N D I C E 10

EQUIPAMENTOS UTILIZADOS NA VERIFICAÇÃO DO PROJETO NO LABORATÓ-
RIO.

LISTA DE EQUIPAMENTOS UTILIZADOS:

1. Osciloscópio: marca: Tektronix
 modelo: 545B
2. Osciloscópio com Memória: marca: Tektronix
 modelo: 564B
3. Multímetro Digital: marca: Fluke
 modelo: 8000 A
4. Gerador de Varredura: marca: Hewlett Packard (HP)
 modelo: 675 A
5. Analisador de Espectro: marca: Hewlett Packard (HP)
 modelo: 141 T
6. Gerador de Função: marca: Hewlett Packard (HP)
 modelo: 3310 A
7. Contador de Tempo: marca: Hewlett Packard (HP)
 modelo: 5326 B

8. Fonte de Alimentação: marca: Hewlett Packard (HP)

modelo: 6216 A

9. Câmera Fotográfica: marca: Tektronix

modelo: C 12

APÊNDICE 11

PLACAS DE FIAÇÃO IMPRESSA

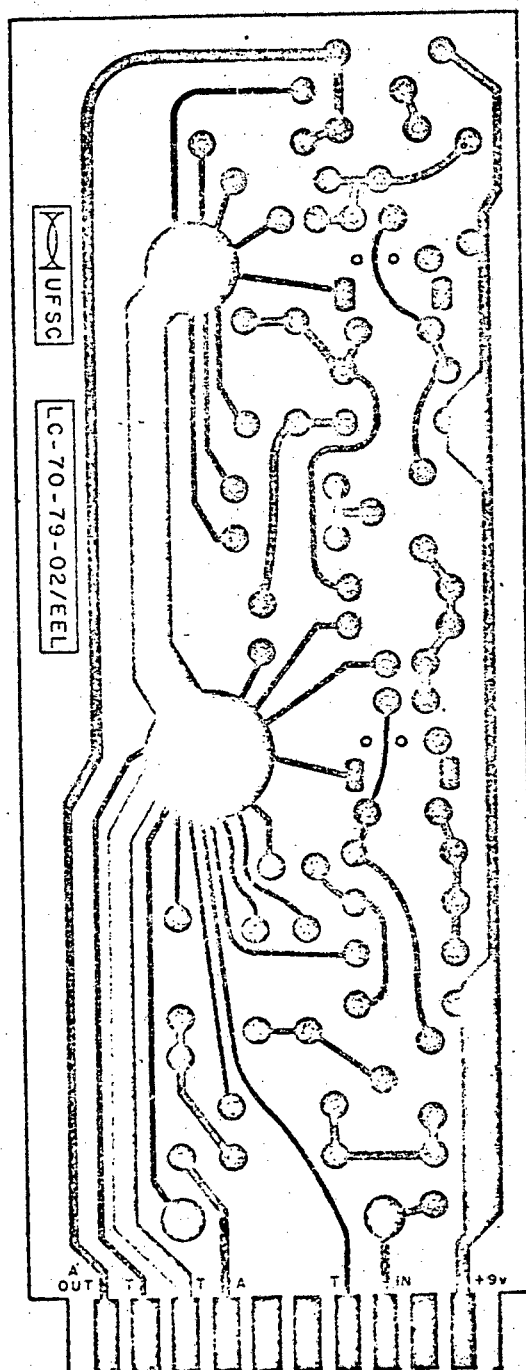


Fig.A.11.1 - Circuito impresso do amplificador de RF, detector e C.A.G.

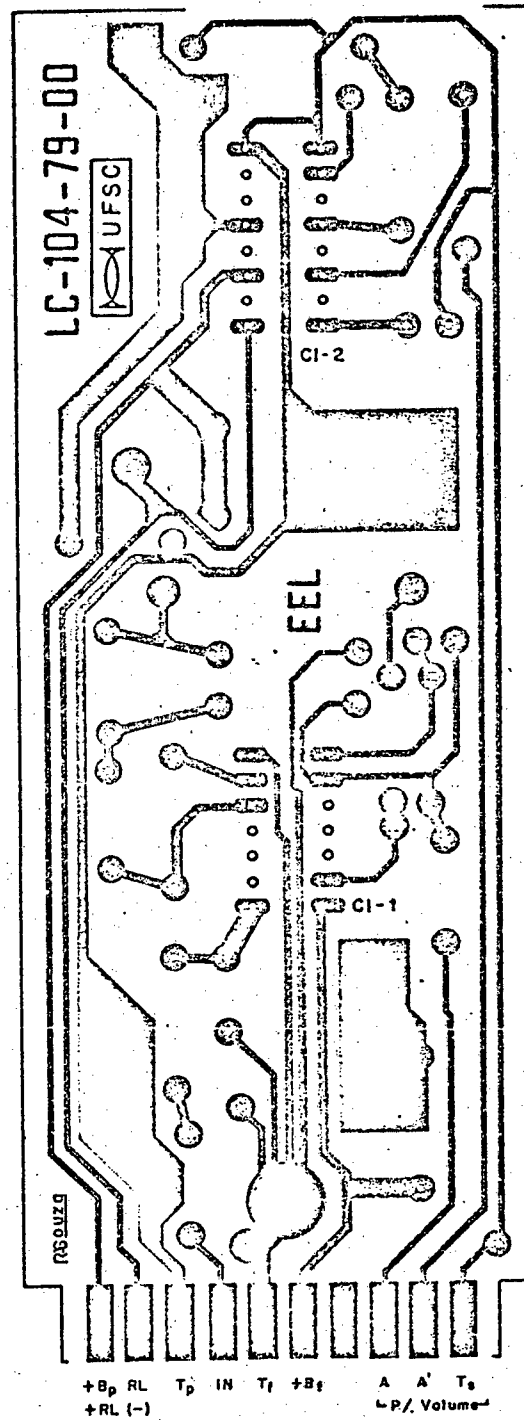


Fig.A.11.2 - Circuito impresso do filtro e amplificador de potência de audiodfrequência.

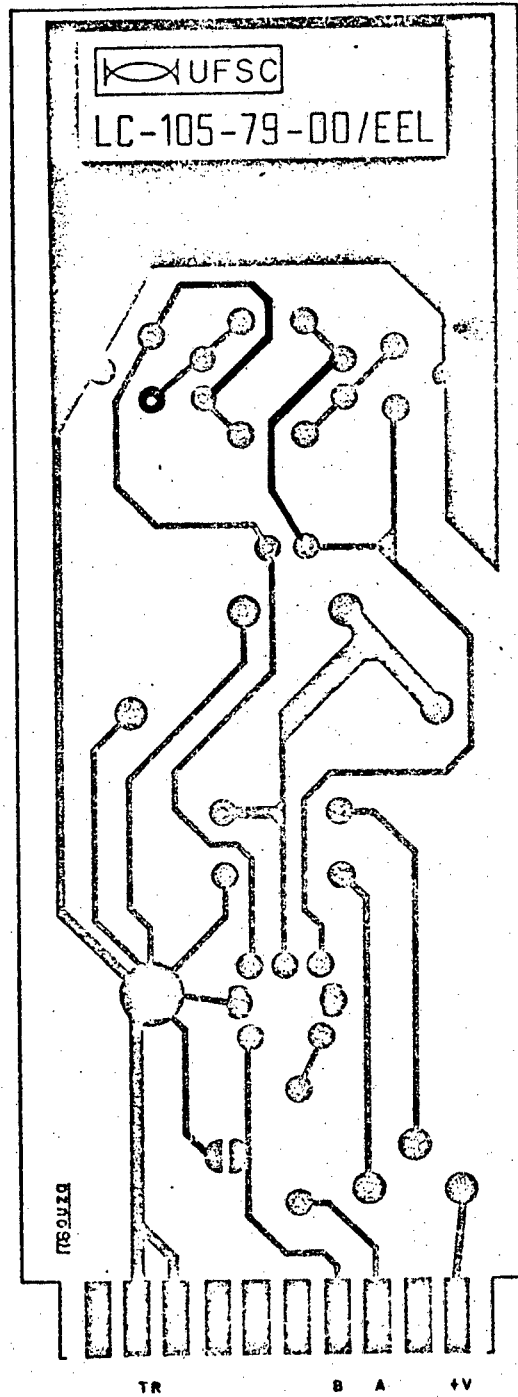


Fig.A.11.3 - Circuito impresso do oscilador.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ERICKSON, Kenneth R.; Fry, Francis J.; Jones, Joie P.
"Ultra Sound in Medicine". "A Review". IEEE Transactions
on Sonics and Ultra Sonics. 21(3):144-70, July 1974.
- [2] DUBOVY, Joseph. "Introduction to Biomedical Electronics".
New York, Macgraw - Hill, 1978. 382 p.
- [3] BAKER, Donald W.; Forster, Fred K.; Daigle, Ronald E.
"Doppler Principles and Techniques". In: Fry, Francis J.
Ultra Sound: Its Applications in Medicine and Biology.
New York, Elsevier Scientific Publishing Comp., 1978. 3v.
Methods and Phenomena: Their Applications in Science and
Technology. v.3, cap.3, p.161 - 287.
- [4] NEWHOUSE, Vernon L.; Bendick, Phillip J.; Varner, L.
William. "Analysis of Transit Time Effects on Doppler
Flow Measurement". IEEE Transactions on Biomedical
Engineering. 23(5):378 - 81, september 1976.
- [5] WELLS, P.N.T. "Physical Principles of Ultrasonic Diagnosis".
New York, Academic Press, 1969. 282 p.
- [6] DI PRIETRO, David M. & Meindl, James D. "Optimal System
Design for an Implantable CW Ultrasonic Flowmeter". IEEE
Transactions on Biomedical Engineering. 25(3):255 - 64,
May 1978.

- [7] KIKUCHI, Yoshimitsu. "Transducers for Ultrasonic Systems".
In: Fry, Francis J. Ultra Sound: Its Applications in
Medicine and Biology. New York, Elsevier Scientific
Publishing Comp., 1978. 3v. Methods and Phenomena: Their
Applications in Science and Technology. v.3, cap. 4,
p.289 - 342.
- [8] CRAWFORD, Alan E. "Ultrasonic Engineering". London,
Butterworths Scientific Publications, 1955. 344 p.
- [9] HUETER, Theodor F. & Bolt, Richard H. "Sonics". New York,
John Wiley & Sons, 1966. 456 p.
- [10] ALMEIDA JUNIOR, Alcione F. "EE - 372 A - Circuitos Eletrôni
cos I". COPPE - UFRJ, 1970.
- [11] ALEXIU, L.; Andreescu, R.; Bengulescu, D.; Boconcios, I.;
Popescu, Al.; Vătăşescu, A.; Felea, I.; coordonateur.
"Appareils de Mesure". Circuits a Semiconducteurs. Paris,
Masson et Cie, 1970, v.1.
- [12] BRODY, William R. & Meindl, James D. "Theoretical Analysis
of the CW Ultrasonic Flowmeter". IEEE Transactions on
Biomedical Engineering. 21(3): 183 - 92, May 1974.
- [13] FRANKLIN, D.L.; Watson, Nolan W.; Pierson, Karl E.; Van
Citters, Robert L. "Technique for Radio Telemetry of
Blood - Flow Velocity from Unrestrained Animals". The

American Journal of Medical Electronics. First Quarter,
1966, p. 24-8.

- [14] HETTERSCHEID, W. Th.H. - "Amplificateurs Passe - Bande a Transistors". Paris, Bibliotheque Technique Philips, 1965. 332 p.
- [15] HETTERSCHEID, W. Th. "Designing Transistor I.F. Amplifiers". Philips Technical Library, 1966. 330 p.
- [16] SCHWARTZ, Mischa. "Information Transmission, Modulation, and Noise". Japan, MacGraw - Hill, 1970. 672 p.
- [17] CLARKE, Kenneth K. & Hess, Donald T. "Communication Circuits: Analysis and Design". U.S.A., Addison - Wesley Publishing Comp., 1971. 658 p.
- [18] ROBERGE, James K. "Operational Amplifiers". U.S.A., John Wiley & Sons, 1975. 659 p.
- [19] DARYANANI, Gobind. "Principles of Active Network Synthesis and Design". U.S.A., John Wiley & Sons, 1976. 495 p.
- [20] JOHNSON, David E. & Hilburn, John L. "Rapid Practical Designs of Active Filters". U.S.A., John Wiley & Sons, 1975. 264 p.
- [21] IBRAPE. "Transistores". Dados e Curvas para Projetos. 1976.

[22] NATIONAL SEMICONDUCTOR. "Linear Databook". 1978.

[23] IBRAPE INFORMA. n.2, maio 1974.